N° d'ordre : 93

THESE

présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LYON

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR DE 3ème CYCLE EN PHYSIQUE NUCLEAIRE

par

Roland BORCHI

Sujet

Analyse d'un convertisseur analogique digital

(100 canaux - 500 nanosecondes)

---

soutenue le 19 décembre 1963

devant la commission d'examen :

MM. R. BERNARD , Président

A. SARAZIN
R. ARNAL } Examinateurs

N° d'ordre : 93

THESE

présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LYON

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR DE 3ème CYCLE EN PHYSIQUE NUCLEAIRE

par

Roland BORCHI

Sujet

Analyse d'un convertisseur analogique digital (100 canaux - 500 nanosecondes)

---

soutenue le 19 décembre 1963
devant la commission d'examen :

MM. R. BERNARD , Président

A. SARAZIN
R. ARNAL
} Examinateurs

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

UNIVERSITE DE LYON

FACULTE DES SCIENCES

Doyens Honoraires

MM. LONGCHAMBON
DOUIN
MOUSSA
GAUTHIER Henri

Professeurs Honoraires

MM. LOCQUIN
de LARAMBERGUE
SOLLAUD
MENTZER
MOUSSA
JAFFARD
DOUIN
EYRAUD Henri
DEJARDIN
VIRET

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD
BOIDIN

Professeurs

MM.	LONGCHAMBON	Minéralogie
	PRETTRE	Chimie industrielle
	COURTY	Chimie-Physique
	KUHNER	Botanique
	MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
	PARIS	Chimie minérale
	AUMERAS	Chimie
	COLONGE	Chimie organique
	JANIN	Physique expérimentale
	FLANDRIN	Géologie appliquée
	BERNARD	Physique industrielle
	DUFAY Jean	Astronomie
	NIGON	Zoologie expérimentale
	GAUTHIER Henri	Géologie générale
	WAUTIER	Zoologie
	CHOPIN	Chimie biologique
	CUEILLERON	Chimie
	BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
	EYRAUD Charles	Chimie-Physique appliquée
	SARAZIN	Physique Nucléaire
	BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
	PERES	Physiologie
	MESNARD	Electronique
	GRANDMONTAGNE	Physique
	BOUTILLIER	Minéralogie
	LAFOUCRIERE	Physique nucléaire
	DREUX	Chimie organique
	TEICHNER	Chimie industrielle
	PAVANS de CECCATTY	Zoologie
	MERLIN	Chimie analytique
	DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
	FRAISSE	Mathématiques
	LUBET	Physiologie
	PHILBERT	Physique nucléaire
	COHEN-ADAD	Chimie
	DAVID Louis	Géologie générale
	CHANEL	Psychophysiologie
	MAURY	Méthodes mathématiques de la physique

Professeurs sans Chaire

MM.	GAUME	Physique
	DEPRAZ	Physique Nucléaire
	FERON	Mathématiques
	LAFORGUE	Physique
	LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
	UZAN	Physique S.P.C.N.
	GAUTHIER Jean	Chimie
	CHENEVOY	Géologie appliquée
	GINET	Zoologie
	ASCH	Physique
	MICHEL Pierre	Minéralogie
	DUCET	Biologie végétale

Maîtres de Conférences

Mle	MAITROT	Physique
Mme	ERICSON	Physique générale
MM.	GEVIN	Géologie générale
	PONASSE	Mathématiques
	d'INCAN	Physique
	MARTEL	Mécanique
	LEFEBVRE	Mathématiques
	PERNET	Mathématisues
	CHERY	Physique
	BERGEON	Physique C.S.U.
Mle	GAUTHERON	Chimie biologique
MM.	MATHIEU	Mécanique des Fluides
	ERBEIA	Physique
	DESCOTES	Chimie organique
	PICARD	Mathématiques
	LEMOIGNE	Botanique
	DEMARCQ	Géologie générale
	MICHEL Georges	Biochimie
	LEBRETON	Biologie végétale
	DAVID Jean	Biologie animale
	TOUSSET	Chimie propédeutique

Maître de Conférences Adjoint

M. PIERRON — Chimie

Secrétaire Principal Honoraire

M. ROUX

Conseiller Administratif

M. BURNET

Nous remercions Monsieur le Professeur BERNARD, chef du Département de Physique de l'I.N.S.A. de Lyon, dans le cadre duquel ce travail a été effectué, d'avoir bien voulu présider le jury.

Nous remercions Monsieur le Professeur SARAZIN d'avoir prêté intérêt à ce travail et d'avoir bien voulu accepter de participer au jury.

Nous tenons à exprimer notre gratitude à Monsieur ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. pour l'aide précieuse et permanente qu'il nous a apportée durant cette étude.

Enfin que toute l'équipe du laboratoire de l'I.N.S.A. trouve ici l'expression de notre reconnaissance.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41550014_0026

INTRODUCTION

Jusqu'à présent, la rapidité des analyseurs multicanaux était limitée par les mémoires utilisées. L'apparition de techniques nouvelles telles que le basculement partiel de tores ou l'utilisation de films minces permet d'obtenir des cycles de mémoire de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes, à des prix relativement peu élevés. C'est donc maintenant la conversion analogique digitale qui est le principal obstacle à la réalisation d'analyseurs rapides (1). C'est la raison pour laquelle il a semblé nécessaire de construire un tel convertisseur dont le temps de conversion soit de l'ordre de 500 ns pour 100 canaux.

Le système de conversion qui paraît être le plus simple et le plus précis (2) est celui de Wilkinson (3) où l'impulsion à convertir est mise en mémoire dans un condensateur, puis comparée à une rampe linéaire de tension; la durée de la comparaison, proportionnelle à la hauteur à convertir, est aussi la durée d'ouverture d'une porte à travers laquelle on envoie des impulsions d'horloge. Avec un tel convertisseur, pour convertir 100 canaux en 500 ns, il faut une fréquence d'horloge de 200 MHz ce qui implique des échelles d'adresses binaires fonctionnant à cette fréquence et un discriminateur sensible et rapide. La principale limitation semble provenir actuellement des échelles d'adresses (4 et 5) ; de plus, ce système ne pourrait être porté à 1000 canaux qu'avec un temps de conversion de 5 μs.

D'autres systèmes beaucoup plus récents ont été réalisés par Pizer (6) et par Alberigi - Quaranta et Righini (7). Leurs rythmes de fonctionnement sont respectivement de 10 MHz et 13,5 MHz et ne semblent pas pou -

voir être portés actuellement à 200 MHz.

Finalement, le système qui semble le plus apte à réaliser une conversion à la rapidité désirée est un convertisseur du type Mac-Mahon (8) ; il présente en outre l'avantage de pouvoir être porté à 1000 canaux en moins de 1,5 μs.

Nous avons réalisé sur ce principe un convertisseur pour 100 canaux dont le temps de conversion maximum est de 500 ns ; la tension maximum d'entrée est de 8 volts ; il est réalisé entièrement à l'aide de semi-conducteurs transistors, diodes et diodes à effet tunnel et il a la particularité que toutes les liaisons y sont continues.

CHAPITRE I

PRINCIPE DE LA CONVERSION

L'impulsion à convertir est mise en mémoire en chargeant à sa tension crête un condensateur ; la conversion se fait au moyen d'impulsions de courant qui pompent la charge mise en mémoire jusqu'à la rendre nulle ; la charge pompée par impulsion est constante et indépendante de la tension instantanée du condensateur ; les impulsions de pompage sont en même temps envoyées sur une échelle d'adresses et leur nombre est proportionnel à la hauteur de la tension à convertir. Pour accélérer la conversion, on opère par double pompage (8). Le premier est réalisé par échelons égaux au dizième de la charge maximale convertible ; les impulsions qui lui correspondent ont donc un poids de 10 ; le second pompage se fait par des échelons égaux au centième de la charge maximale : les impulsions correspondantes ont un poids unité.

Pour convertir 100 canaux en 500 ns, il suffirait théoriquement de 20 impulsions de largeur de 10 ns à la fréquence de répétition de 50 MHz, en tenant compte des temps morts. Pour que des impulsions de 10 ns de largeur soient convenables, elles devraient avoir des temps de montée et de descente au plus égaux à 2 ns, ce qu'il est actuellement impossible d'obtenir par déclenchement à plus de 50 MHz ; mais, par contre, c'est possible avec un oscillateur libre délivrant des tensions rectangulaires (9).

Si on adopte un oscillateur libre, une première difficulté se présente : le pompage par dizaines doit débuter et arrêter entre 2 impulsions de pompage afin de conserver la précision de $\pm$ 1 canal sur la conversion : il faut

donc que ce pompage se fasse par l'intermédiaire d'une porte dont l'ouverture et la fermeture soient synchronisées par l'oscillateur.
Une deuxième difficulté subsiste : le discriminateur de seuil qui supprime le pompage par dizaines doit fermer la porte immédiatement après l'impulsion de pompage qui a permis d'atteindre le seuil, et il n'a pas été possible de réaliser le basculement du discriminateur et la commande porte en $1/2\ f \simeq 14$ ns c'est pourquoi le seuil a été placé à 17.

Ainsi si l'on doit convertir une tension correspondant au canal 17, on le fera par 17 unités ; une impulsion de hauteur 18 sera réalisée par 1 dizaine et 8 unités.
Ce système peut sembler, à priori, amener une difficulté pour traiter l'information, comme on le verra par la suite, un décodeur très simple permet de transformer l'information donnée par le convertisseur en une information convenable pour la sélection d'adresses de la mémoire.
Finalement, 17 canaux par exemple sont donnés dans les échelles d'adresses parallèles par 1 dizaine et 7 unités et 18 canaux et 8 unités. La fréquence du pompage dizaines, limitée par le bon fonctionnement de la synchronisation, a été fixée à 36 MHz ; celle du pompage unités, limitée seulement par le fonctionnement de l'échelle d'adresses a été fixée à 85 MHz. Le temps de conversion maximum est alors obtenu pour 97 canaux où l'on a 8 dizaines et 17 unités, soit un temps de pompage de :

$$\frac{8}{36}\ 10^3 \quad + \quad \frac{17}{85}\ .\ 10^3 \quad = \quad 420 \text{ ns}$$

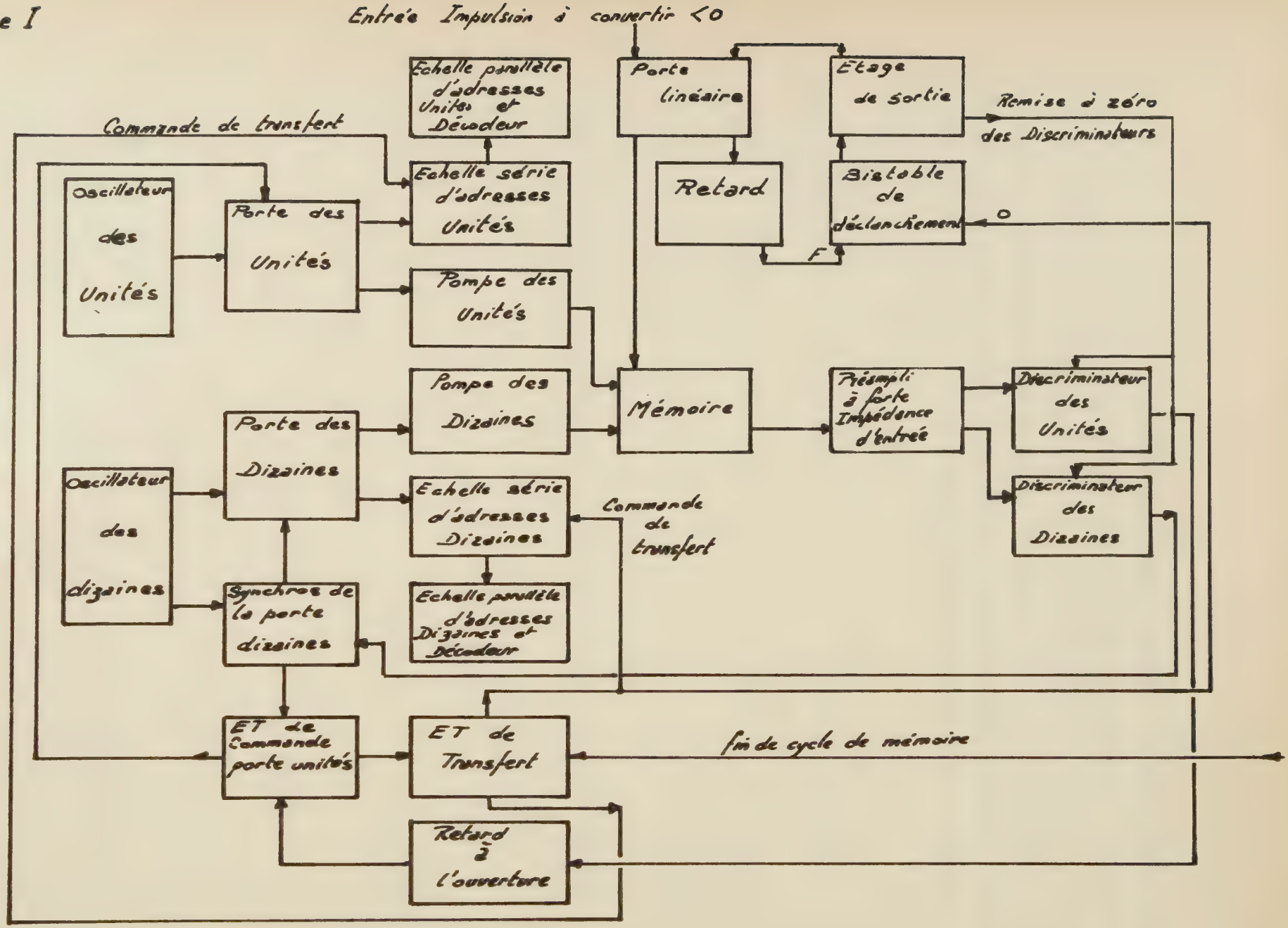
ce qui donne 500 ns en tenant compte de 80 ns de temps morts.

Si l'on a moins de 17 canaux, il n'y a pas de pompage dizaines et l'on pompe entièrement en unités.

En résumé, les traits caractéristiques de ce convertisseur sont les suivants :

- Mise en mémoire par charge d'un condensateur
- Décharge du condensateur par double pompage
- Pompage de poids 10 par oscillateur libre et porte synchronisée
- Pompage de poids 1 par oscillateur libre et porte ordinaire
- Nécessité d'un décodeur spécial derrière les échelles d'adresses pour convertir les nombres d'unités supérieures à 10 en 1 dizaine et le complément en unités.

Planche I



Convertisseur Analogique-Digital	Diagramme fonctionnel	

CHAPITRE II

DIAGRAMME FONCTIONNEL

I - EXPLICATION DU DIAGRAMME

Il est donné à la figure n°1.

L'impulsion de tension à convertir est négative ; elle passe d'abord à travers une porte linéaire normalement ouverte si aucune conversion n'est en cours, pour être mise en mémoire dans un condensateur par l'intermédiaire d'une diode.

Par ailleurs, elle est retardée avant de faire commuter une bascule, ce qui déclenche la conversion et ferme la porte linéaire de façon à rejeter toute nouvelle impulsion qui se présenterait et perturberait ainsi la conversion en cours. Le retard introduit avant ces 2 opérations est de 40 ns et correspond au temps nécessaire à la mise en mémoire.

La bascule de commande de conversion commande en fait la remise à 0 des discriminateurs de seuil, le discriminateur des dizaines remis à 0 ouvre la porte des dizaines avec retard et en synchronisme avec l'oscillateur pour éviter de pomper partiellement une dizaine. Si la charge de la mémoire est inférieure au seuil du discriminateur, celui-ci bascule immédiatement et grâce au retard et au synchronisme, la porte des dizaines n'a pas le temps de s'ouvrir. Dans le cas contraire, la porte est ouverte et les impulsions de l'oscillateur dizaines pompent la charge et sont envoyées en même temps sur une échelle série d'adresses dizaines. Dès que le seuil est atteint, le discriminateur bascule et ferme la porte en synchronisme avec le pompage.

Un retard à l'ouverture a été introduit entre le discriminateur des unités et la porte des unités. Grâce à ce retard et sachant que la porte des unités ne peut être ouverte que si son discriminateur est à 0 et si la porte des dizaines est fermée, la porte des unités ne s'ouvrira qu'à la fin du pompage dizaines. L'oscillateur des unités pompe alors la charge restante du condensateur et les impulsions sont en même temps envoyées sur une échelle série d'adresses unités. Quand le seuil 0 est atteint, le discriminateur des unités bascule à son tour et ferme la porte de pompage unités ; en même temps il commande le transfert à travers un décodeur des contenus des échelles série dans des échelles parallèles, lesquelles commandent la mémoire de l'analyseur multicanaux ; on peut de la sorte opérer une autre conversion pendant le cycle de mémoire de l'analyseur.

Comme le transfert ne peut s'opérer que si le cycle de mémoire précédent est terminé, un circuit "et" est nécessaire pour le commander en même temps qu'il ouvre la porte linéaire.

Les diagrammes des opérations en fonction du temps sont donnés pour 2 cas de conversion aux figures 2 et 3.

II - DIAGRAMMES D'UNE IMPULSION A CONVERTIR DANS LE CANAL 7 (fig.2)

Porte linéaire : elle est ouverte quand l'impulsion se présente et laisse donc passer l'impulsion dont la hauteur maximum est mise en mémoire dans un condensateur. La porte se ferme 40 ns plus tard et reste fermée pendant toute la durée de la conversion.

Discriminateurs : En même temps que la porte se ferme, ils sont remis à 0, c'est à dire en état de discriminer. Ils sont constitués chacun d'une diode tunnel dont le courant de pic est utilisé pour la discrimination. Après prise en mémoire de l'impulsion, le point de fonctionnement de la diode tunnel doit être amené en basse tension ; c'est l'objet de la remise à 0. Pendant le

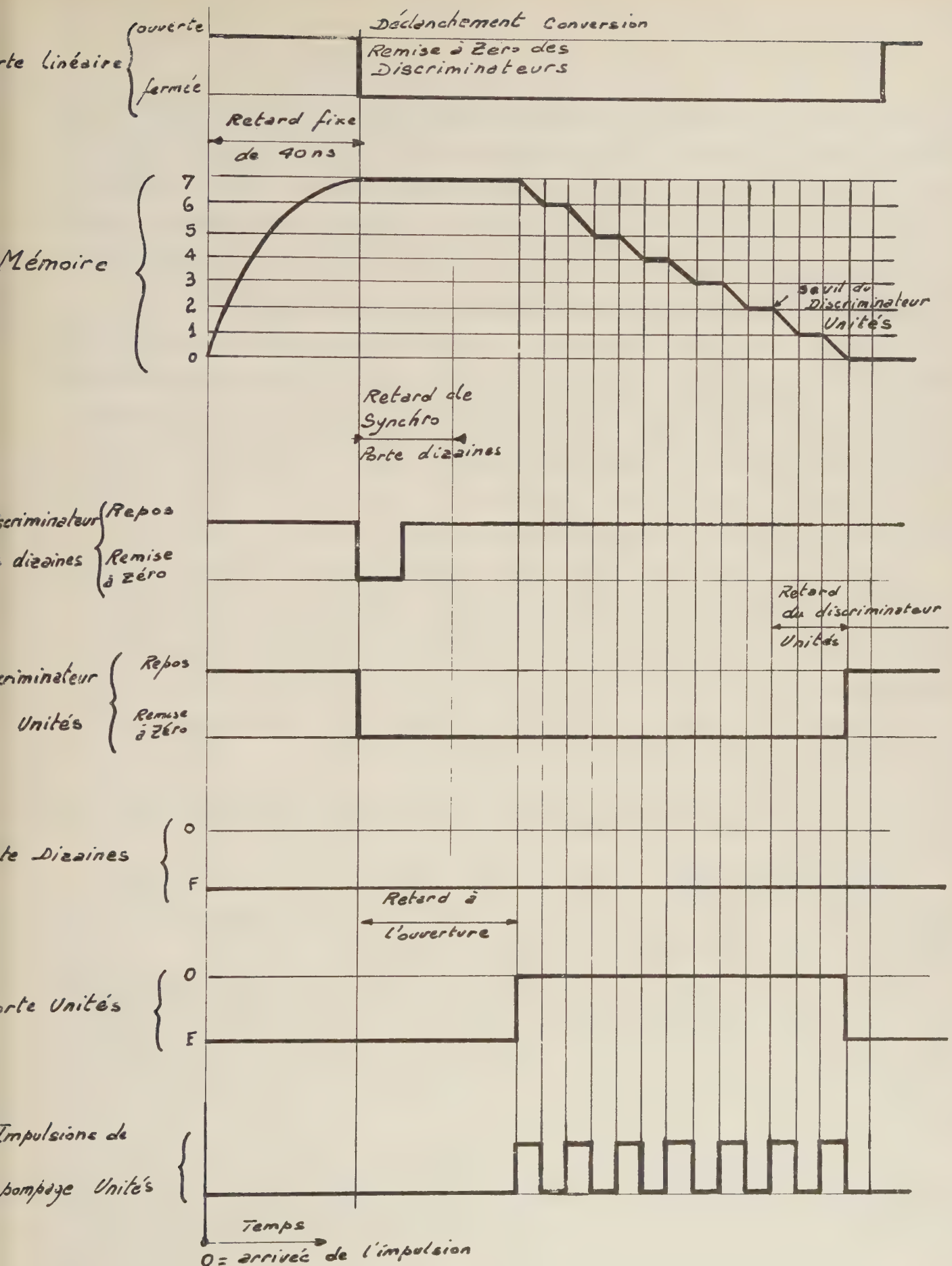


Diagramme d'une Impulsion à Convertir dans le Cond.' Z

Convertisseur Analogique. Digital

pompage, la tension dans la mémoire diminue ; le point de fonctionnement de la diode tunnel se déplace sur sa caractéristique ; on arrive au seuil quand ce point atteint le pic de la diode tunnel qui alors bascule en haute tension et y restera jusqu'à ce qu'une autre impulsion à convertir soit admise, laquelle déclenchera la conversion, soit encore la remise à 0 du discriminateur où l'on placera à nouveau le point de fonctionnement en basse tension.

Dans le cas qui nous intéresse, le discriminateur des dizaines est remis à 0 par une impulsion ; pendant cette impulsion, le point de fonctionnement de la diode tunnel est en basse tension, comme la tension dans la mémoire est trop faible, ce qui correspond à un courant dans la diode tunnel supérieur au courant de pic, dès que l'impulsion de remise à zéro est supprimée, la diode tunnel est de nouveau en haute tension.

Par contre le discriminateur des unités reste à 0, c'est à dire que la diode tunnel correspondante reste en basse tension puisque son courant n'est supérieur au courant de pic que lorsque la tension dans la mémoire s'annule.

Portes : elles sont précommandées, avec des retards appropriés, par les discriminateurs.

Un discriminateur remis à 0 met en condition d'ouverture la porte qui lui correspond.

Il suffit alors d'envoyer une impulsion adéquate pour ouvrir la porte, mais en aucun cas elle ne pourra être ouverte par cette impulsion si le discriminateur ne l'a pas mise en condition d'ouverture.

De même, le discriminateur qui bascule met en condition de fermeture la porte ouverte ; une autre impulsion adéquate la fermera ; mais en aucun cas, elle ne pourra la fermer sauf si le discriminateur l'a mise en condition de fermeture.

Pour la porte des dizaines, l'impulsion d'ouverture arrive avec retard par rapport à l'impulsion de remise à 0 qui sert donc de mise en condition d'ouverture. Dans le cas qui nous intéresse (canal 7), on a vu que

la diode tunnel passe en haute tension dès que l'impulsion de remise à 0 est terminée ; donc, aussitôt après cette impulsion, la porte n'est plus en condition d'ouverture et l'impulsion d'ouverture qui arrive plus tard ne peut pas ouvrir la porte des dizaines qui reste donc fermée ; il n'y a pas de pompage des dizaines.

Seule la porte des unités s'ouvre ; les impulsions de pompage unités déchargent le condensateur de mémoire ; quand sa charge s'annule, la diode tunnel de discrimination des unités passe en haute tension et ferme immédiatement la porte des unités à la différence du discriminateur des dizaines qui lui ne met la porte des dizaines qu'en condition de fermeture dès qu'il bascule.

Pendant ce temps le nombre d'impulsions de pompage unités a été enregistré par l'échelle série d'adresses unités.

La fermeture de la porte des unités entraîne la remise en état du convertisseur d'accepter une nouvelle impulsion à convertir, en ouvrant la porte linéaire et en transférant le contenu de l'échelle série dans l'échelle d'adresses parallèle.

III - IMPULSION A CONVERTIR DANS LE CANAL 30 (fig.3)

Au départ, le processus est le même que dans le cas précédent. La porte linéaire est ouverte, permettant la mise en mémoire de l'impulsion à convertir, puis est fermée 40 ns plus tard simultanément à la remise à 0 des discriminateurs.

Ici, la tension de la mémoire est assez grande pour que, lors de la remise à 0 des discriminateurs, la diode tunnel des dizaines reste en basse tension ; elle met donc la porte des dizaines en condition d'ouverture et une impulsion retardée par rapport à la remise à 0 des discriminateurs commande son ouverture en synchronisme avec l'oscillateur. Il y a pompage des dizaines jusqu'à ce que la tension du condensateur de mémoire atteigne le niveau correspondant au canal 17. La diode tunnel de discrimination des dizaines atteint

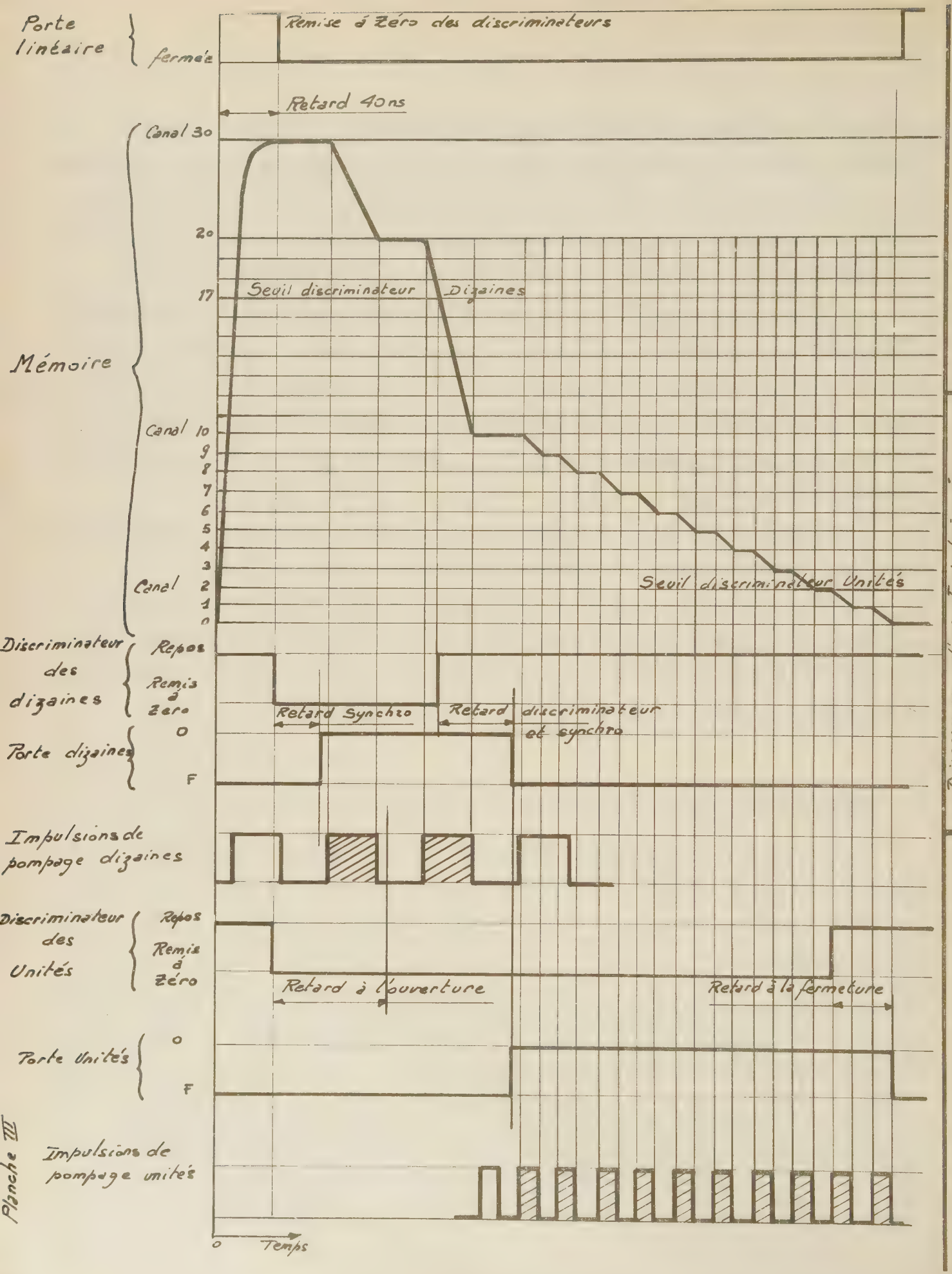


Planche III

Diagramme d'une Impulsion à

Convertisseur Analogique Digital

alors son pic de courant et bascule en haute tension ; la porte est alors en condition de fermeture ; une impulsion en synchronisme avec l'oscillateur ferme définitivement cette porte et le pompage dizaines est supprimé.

Pendant ce temps, le discriminateur des unités a été lui aussi remis à 0 ; mais il n'a pas mis immédiatement la porte des unités en condition d'ouverture car un retard à l'ouverture a été introduit pour que la porte des dizaines ait eu le temps de s'ouvrir avant. La commande d'ouverture de la porte unités ne peut se faire que si la porte des dizaines est fermée ; elle aura donc lieu à la fin du pompage dizaines. Donc, la fermeture de la porte des dizaines commande l'ouverture de la porte unités qui ne pourra pas s'ouvrir pendant ou avant le pompage des dizaines.

L'ouverture de la porte unités commande le pompage unités. Quand la mémoire atteint une tension nulle, la diode tunnel des unités atteint son courant de pic et bascule en haute tension. On rappelle que ce basculement de la diode tunnel unités n'est pas une mise en condition de fermeture mais une fermeture immédiate de la porte unités.

La fermeture de la porte unités entraîne comme précédemment la fin du pompage unités, le transfert des contenus des échelles série dans les échelles parallèles à travers un décodeur ainsi que l'ouverture de la porte linéaire.

Le convertisseur pourra de nouveau fonctionner dès qu'une impulsion se présentera à son entrée.

CHAPITRE III

MISE EN MEMOIRE

La mise en mémoire se fait en chargeant un condensateur à travers une diode ; le condensateur se charge au maximum de la tension de l'impulsion, puis conserve sa charge grâce à la diode qui est polarisée en inverse après avoir atteint le maximum de l'impulsion.
Deux raisons guident le choix de la valeur du condensateur :

1°) La constante de temps de la charge doit être la plus faible possible pour la rapidité de la charge d'une part et pour avoir une charge au maximum de l'impulsion d'autre part.

2°) La constante de temps des décharges parasites dûes aux résistances de fuite doit être aussi grande que possible.

Il y a donc compromis sur le choix de la capacité.

I - EMMAGASINEMENT

Il se fait par l'intermédiaire d'un transistor en émetteur suiveur pour obtenir une faible résistance de sortie.
Si V est la hauteur maximum de l'impulsion et R la résistance de charge, le courant maximum instantané dans le transistor sera : $i = \frac{V}{R}$

Si on adopte V = 8 v et i = 100 mA pour un transistor rapide, il faut R = 82 Ω environ.

Soit τ = RC la constante de temps de l'emmagasinement

Soit τ_o = le temps d'ouverture de la porte qui est donc le temps t réel d'emmagasinement.

Soit encore une impulsion de forme quelconque donnée à la figure 4.

On peut la diviser en tranche de temps $\Delta t = \frac{\tau_o}{n}$ avec n assez grand.

La charge se fait suivant le schéma 5.

On a :

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{C\, dVci}{dt} = i \qquad v_{ci} = v - Ri = v_i - RC \frac{dVci}{dt}$$

$$RC \frac{dvci}{dt} + v_{ci} = v_i$$

$$V_{ci} = Ae^{-t/RC} + v_i$$

au temps t = 0 $\quad v_{ci} = v_{ci-1} = A + v_i$

d'où $\quad A = v_{ci-1} - v_i$

et au bout du temps Δt $\quad \Delta t = \frac{\tau_o}{n}$

$$v_{ci} = (v_{ci-1} - v_i)\, e^{-\frac{\tau_o}{n\tau}} + v_i \qquad \text{si } \tau = RC$$

$$v_{ci} = v_i \left(1 - e^{-\frac{\tau_o}{n\tau}}\right) + v_{ci-1}$$

$$\text{et } v_{cn} = \sum_{i=1}^{n} v_i \left(1 - e^{-\frac{\tau_o}{n\tau}}\right)$$

Si V est la hauteur maximum

$$\frac{v_{cn}}{V} = \left(1 - e^{-\frac{\tau_o}{n\tau}}\right) \sum_{i=1}^{n} \frac{v_i}{V}$$

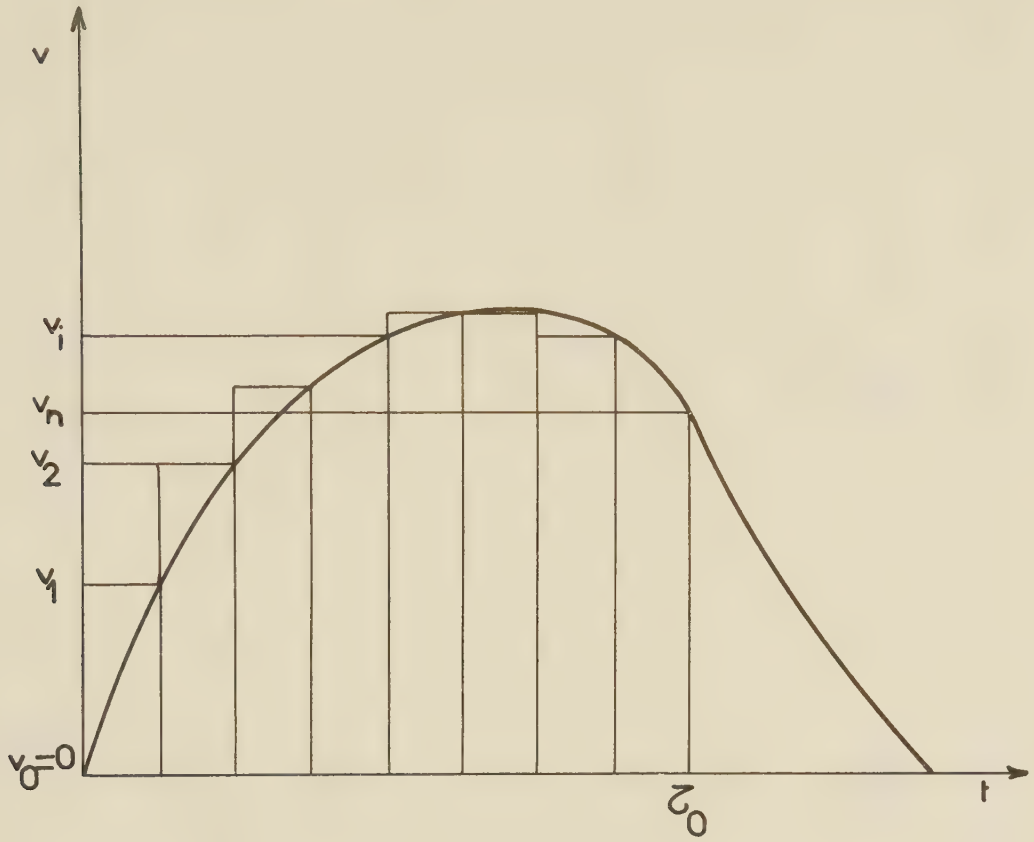


fig. 4

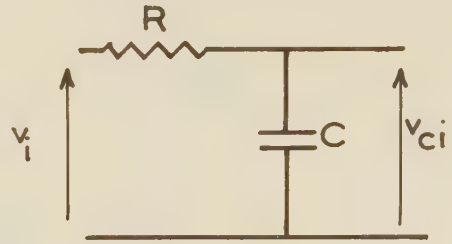


fig. 5

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE - DIGITAL	MISE EN MEMOIRE	

Si les impulsions sont semblables entre elles, on aura :

$$\frac{V_i}{V} = \text{Cte} \quad \text{et} \quad \sum_{i=1}^{n} \frac{V_i}{V} = \text{Cte}$$

d'où $\frac{V_{cn}}{V} = \text{Cte}$ puisque τ_0 et τ sont constants

La linéarité sera donc parfaite si les impulsions sont semblables.

Seul changera $\frac{V_{cn}}{V}$, c'est à dire l'affaiblissement.

Dans ces conditions, la valeur minimum de la capacité peut être déterminée uniquement par les courants de fuite.

II - DECHARGES PARASITES

Si la durée des décharges parasites était constante, il n'y aurait pas de problèmes pour la linéarité.

En fait, la durée des décharges parasites est fonction du nombre de canaux.

La résistance de fuite est constituée d'une résistance inverse de diode en parallèle avec 2 résistances de sortie de transistor monté en base commune et avec l'impédance d'entrée des discriminateurs.

La diode est une S 570 G sélectionnée pour une résistance inverse de plus de 2M Ω .

Les transistors ont une impédance de sortie de plus de 1 M Ω en base commune lorsqu'ils sont bloqués.

La résistance la plus faible provient des discriminateurs et sera de l'ordre de 200 K Ω .

Soit pour ces 4 éléments une résistance équivalente de 130 K Ω .

Il faut en première approximation une Cte de temps de fuite égale à 100 fois le temps de conversion maximum.

Soit :

$$R'C \simeq \frac{500}{10^9} \cdot 100 = 50\ \mu s$$

d'où :

$$\boxed{C \simeq 375 \text{ pf}}$$

Un calcul plus précis sera fait au chapitre V : Préamplificateur des discriminateurs à forte impédance d'entrée, et montrera que la valeur de 100 pf est suffisante.

CHAPITRE IV

PORTE LINEAIRE

Elle est représentée au schéma figure 6

I - FONCTIONNEMENT

L'impulsion à convertir entre A sous 50 Ω ; elle passe à travers un étage d'entrée constitué des transistors T1 et T2 ; elle est envoyée d'une part sur le condensateur C de mémoire à travers une diode, et d'autre part sur une bascule de déclenchement de conversion constituée de la diode tunnel DT1 par l'intermédiaire d'un retard et d'un amplificateur comprenant des transistors T3, T4, T5 et T6. Toute impulsion à l'entrée A fait basculer la diode tunnel laquelle est reliée à un étage de sortie comprenant les transistors T7, T8, T9 et T10 et déclenche d'une part la conversion et d'autre part, ramène à l'entrée de T1 une polarisation de blocage fermant ainsi l'entrée à toute nouvelle impulsion qui surviendrait pendant une conversion en cours.

A la fin de la conversion, une impulsion remet à 0 la bascule, ce qui ouvre de nouveau l'entrée pour permettre la mise en mémoire d'une nouvelle impulsion, ainsi que sa conversion.

Le temps de mise en mémoire d'une impulsion a été choisi de 40 ns ; ce temps est obtenu par le câble de retard de 15 ns et par les temps de retard et d'emmagasinement des transistors placés dans la boucle .

Ce schéma permet une linéarité de l'emmagasinement pour des impulsions d'entrée allant jusqu'à 8 volts, la conversion n'étant déclenchée que pour des

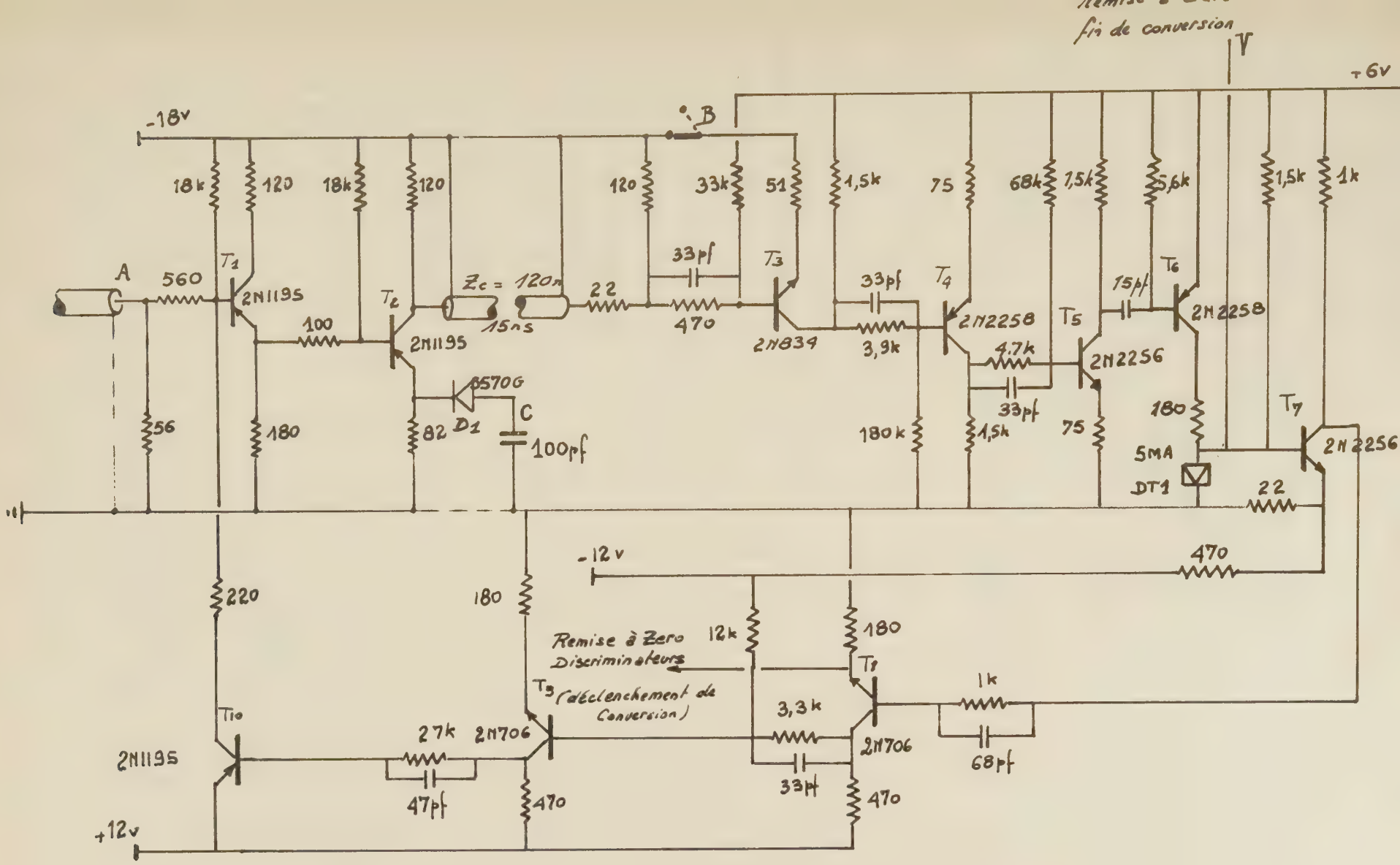


fig. 6

Convertisseur Analogique - Digital	Porte linéaire	

impulsions de 3 canaux (0,25 v).

II - ETAGES D'ENTREE

Il est constitué des 2 transistors T1 et T2 montés en émetteurs suiveurs, ce qui représente l'inconvénient d'introduire une atténuation (ici de 0,94) mais l'avantage d'une bonne stabilité de gain, donc d'une conversion fidèle. Les liaisons purement résistives sont nécessitées par la linéarité de la conversion ; de plus, des résistances dans les collecteurs permettent de limiter la tension d'entrée au domaine linéaire.

Il a été placé 2 étages en cascade, l'un servant de séparation pour éviter que des impulsions se présentant lorsque la porte est fermée ne passent par les capacités parasites entre base et émetteur des transistors et ne viennent perturber la charge du condensateur de mémoire lorsqu'une conversion est en cours.

Les 2 transistors T1 et T2 sont polarisés à la limite du déblocage ; leur polarisation a été établie de manière à ce que la courbe donnant la tension de mise en mémoire en fonction de la tension d'entrée en A soit le plus linéaire possible et passe par l'origine. Cette courbe est donnée à la fig.7 ; elle a été tracée pour des impulsions d'entrée de largeur 30 ns ; les écarts maximum avec une droite sont inférieurs à 0,1 v ce qui correspond à moins de 1 canal.

La légère polarisation introduite pour améliorer la linéarité fait que la tension de repos de l'émetteur de T3 est de - 0,25 volt, ce qui définit la hauteur minimum convertible et qui correspond à 3 canaux.

La conversion ne se fera donc que de 3 à 100 canaux. Le blocage de l'entrée est obtenu quand T10 est saturé ; la résistance de 220 Ω entre le collecteur de T10 et la base de T1 sert uniquement à protéger T1 de l'échauffement dû au courant inverse de sa jonction base-émetteur.

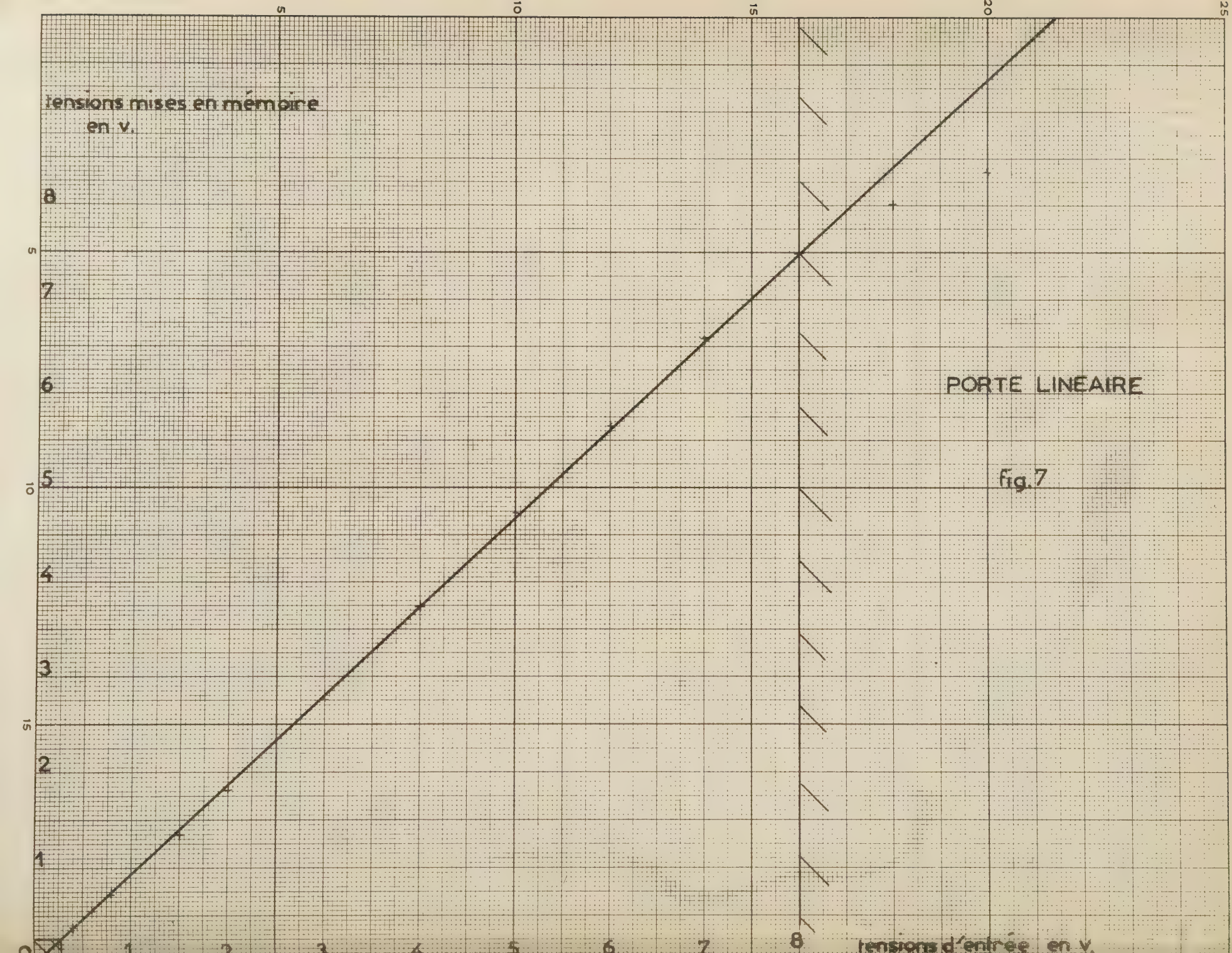

tensions mises en mémoire
en v.
PORTE LINEAIRE
tensions d'entrée en v.

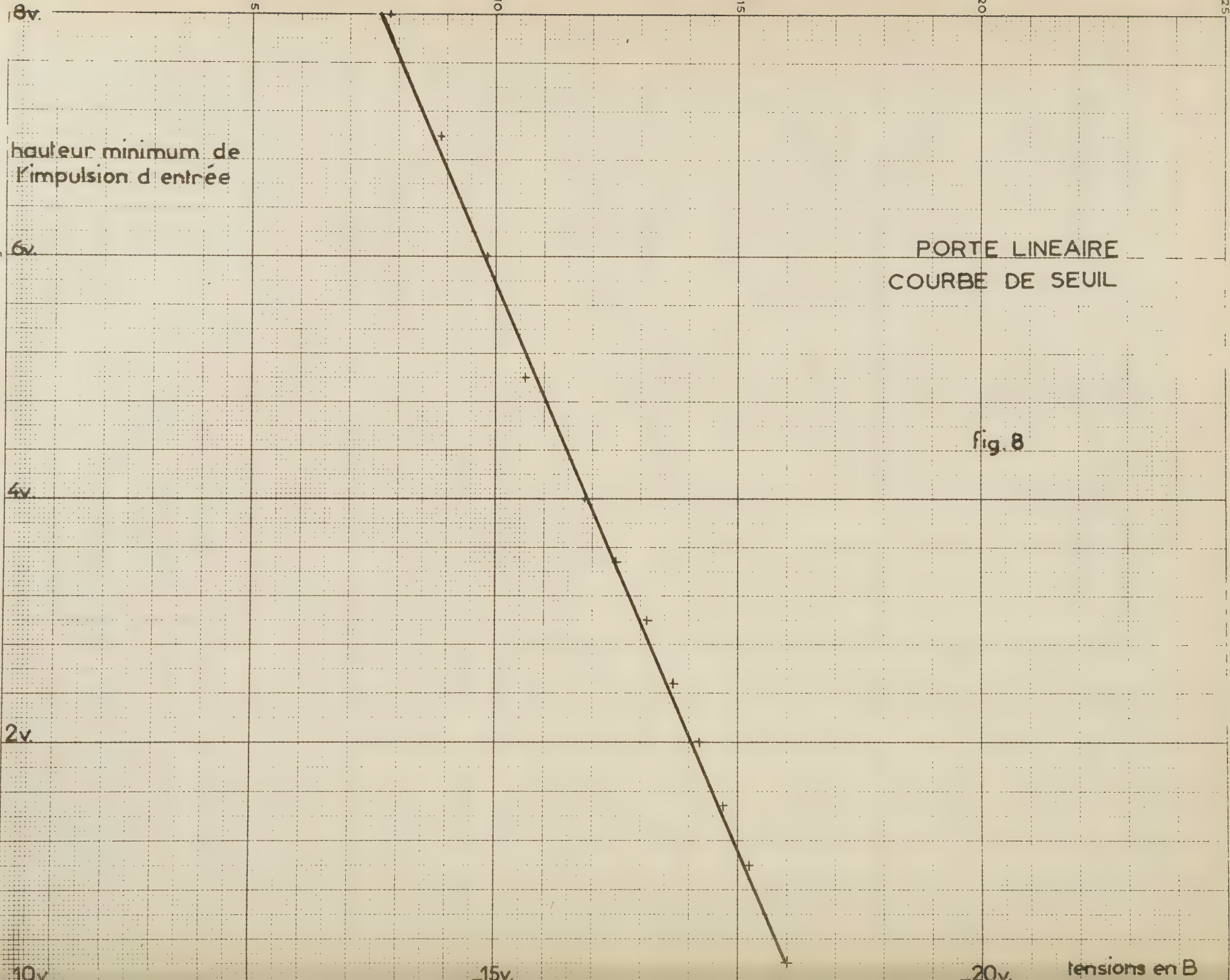
fig. 7

Avec les tensions utilisées, le blocage de la porte est parfait pour des tensions d'entrée de 22 v et acceptable jusqu'à 30 v où l'erreur causée est alors d'environ 1 canal.

III - AMPLIFICATEUR

Il doit permettre le déclenchement de la bascule pour des impulsions d'entrée en A de 0,25 v ; de plus, l'impulsion de déclenchement ne doit pas être trop longue et doit en tous cas être disparue à la fin d'une conversion quel que soit le nombre de canaux. Ceci est obtenu grâce au différentiateur placé entre T5 et T6. Ce différentiateur permet en outre de séparer les polarisations continues de l'ampli et de la bascule ce qui élimine les problèmes de stabilité de l'amplificateur. Tous les transistors de l'amplificateur, soit T3 T4 et T5 sont polarisés à la limite du blocage et les liaisons entre étages sont continues et à l'aide de réseaux R-C à faibles constantes de temps, réduisant les temps d'emmagasinement des transistors qui seraient prohibitifs pour les grandes impulsions d'entrée.
De ce fait, le retard apporté par tous les transistors est insuffisant pour permettre la mise en mémoire d'une impulsion ; il a été augmenté grâce à un câble de retard lequel attaque le 1er étage de l'amplificateur, soit T3. Suivant la hauteur des impulsions, cet étage fonctionnera en bloqué-saturé ; il est donc difficile d'adapter le câble dans ces conditions car, en bloqué, le transistor présente une forte impédance d'entrée alors qu'elle est trop faible en saturé. Toutefois, le circuit utilisé précédant T3 a permis d'obtenir une adaptation satisfaisante avec des réflexions ne dépassant pas 10 % et qui sont acceptables, le câble étant bien adapté à son autre extrêmité.

Remarquons qu'il est possible de rejeter des canaux inférieurs non désirés en reliant l'émetteur de T3 en B à une polarisation variable. Le seuil de déclenchement varie linéairement en fonction de cette polarisation comme indiqué à la fig.8.


8v.
6v.
4v.
2v.
hauteur minimum de
l'impulsion d entrée
5
10
15
20
25
PORTE LINEAIRE
COURBE DE SEUIL
fig. 8
-10v.
-15v.
-20v.
tensions en B

IV - BASCULE DE COMMANDE DE CONVERSION

Elle est constituée d'une diode tunnel polarisée dans sa zône basse tension près du pic de courant. Le basculement est obtenu en superposant au courant de polarisation un courant venant du collecteur de T6 ; il déclenche la conversion tout en fermant l'entrée du convertisseur ; en fin de conversion il faut remettre la diode tunnel à son état initial afin d'ouvrir la porte d'entrée et de permettre une nouvelle conversion. Cette remise à 0 se fait en envoyant un courant inverse dans la diode tunnel.
Les différents états de la diode au cours d'un cycle d'opération sont indiqués à la figure 9.

La diode tunnel est une 1N 3562 dont le courant de pic est précis et stable à 1 % ; le point de fonctionnement peut être ainsi placé très près du pic pour améliorer la sensibilité.
Il faut remarquer que la diode tunnel bascule avec retard, ce retard dépendant du courant de commande de basculement.

C'est la raison pour laquelle il a fallu mettre le déclenchement de conversion après la bascule.
Ce retard est en fin de compte sans importance puisqu'il n'est conséquent que pour des faibles impulsions à convertir, donc pour des faibles temps de conversion.

La courbe de seuil a été relevée, avec les polarisations choisies, en fonction de la durée des impulsions d'entrée ; cette courbe est donnée à la figure 10.
Le seuil est de 0,22 volt, soit moins de 3 canaux de pertes.

V - ETAGE DE SORTIE

Il est constitué des transistors T7, T8, T9 et T10, il permet de passer d'une amplitude inférieure à 0,5 V aux bornes de la diode tunnel à une

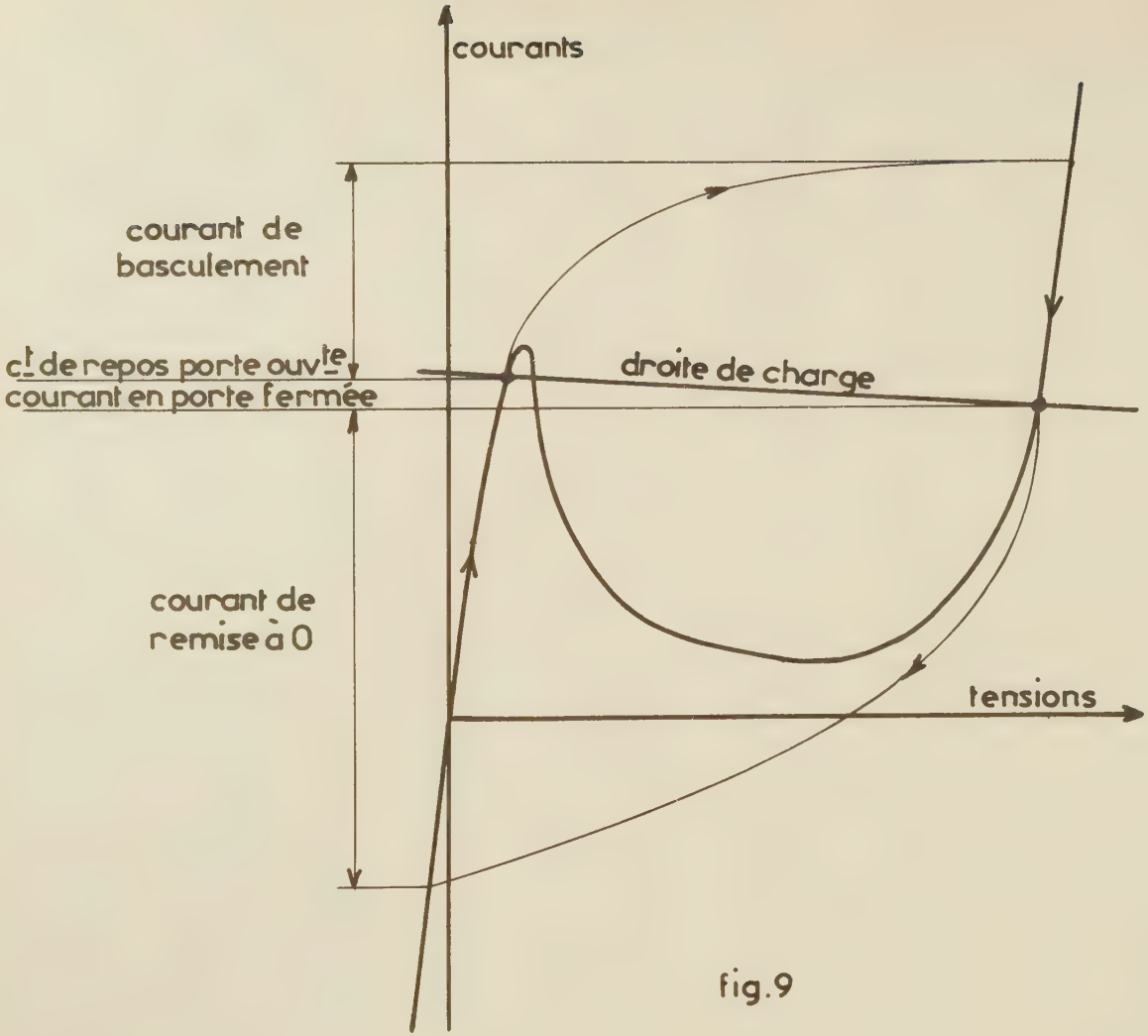
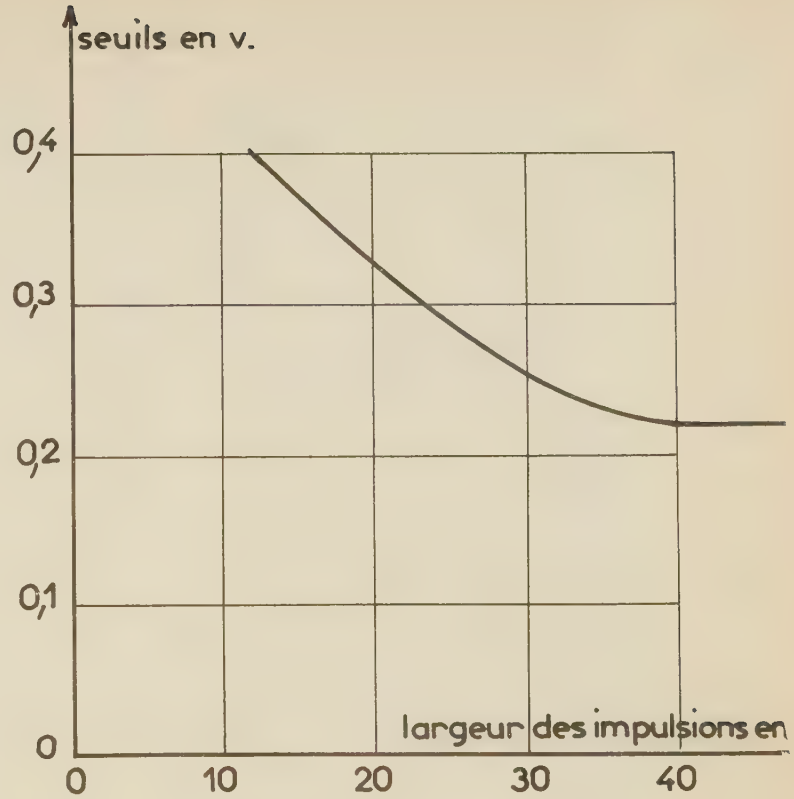


fig.9



Courbe de seuils

fig.10

amplitude de 12 volts sur le collecteur de T10.

Il est à remarquer la légère polarisation de T7 introduite dans son émetteur. Cette polarisation permet à ce transistor de passer du blocage à la saturation grâce au signal de la diode tunnel, avec une résistance de collecteur minimum ; il faut en effet que cette résistance de collecteur soit la plus faible possible pour diminuer le temps de descente qui est dû à la capacité parasite entre collecteur et émetteur du transistor.

Outre que l'étage de sortie commande l'ouverture et la fermeture de la porte d'entrée, il déclenche la conversion par remise à 0 des discriminateurs des dizaines et des unités. L'impulsion de déclenchement est prise à faible impédance sur l'émetteur de T8.

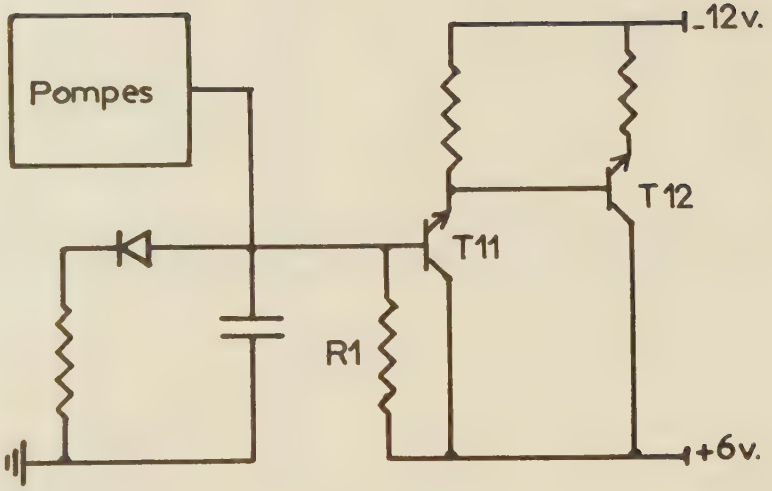


fig. 11

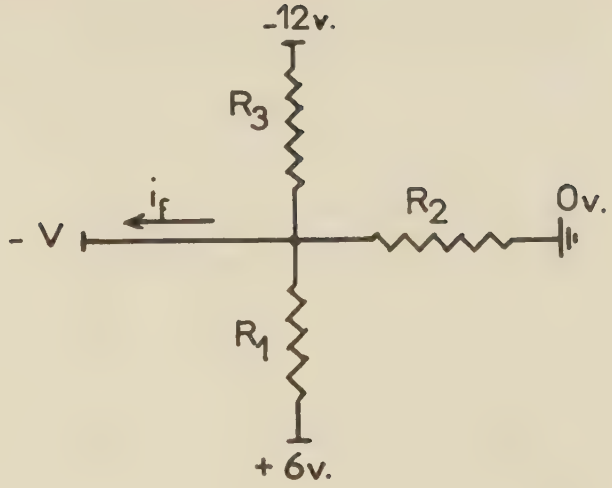


fig.12

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL	SCHEMA DE PRINCIPE DU PREAMPLIFr DES DISCRIMINATEURS

CHAPITRE V

PREAMPLIFICATEUR DES DISCRIMINATEURS A FORTE IMPEDANCE D'ENTREE

On a vu précédemment que le courant de fuite de la capacité de mémoire devait être aussi faible que possible pour conserver la précision de la conversion. Or, la majorité du courant de fuite sera utilisée pour la discrimination d'amplitude, pour faire basculer une diode tunnel lorsque la tension sur la capacité aura atteint une valeur déterminée.

Pour la précision et la stabilité du seuil, il sera utilisé une diode tunnel 1 N 3562 précise et stable à 1 %, dont le courant de pic est de 5 mA. Il faut donc commander ce courant de 5 mA par un courant délivré par la capacité, aussi faible que possible : autrement dit, il faut un étage à très forte impédance d'entrée. Le montage de Darlington est celui qui se prête le mieux à cette opération.

Le schéma de principe de l'adaptateur est donné à la figure 11.

Il a été choisi des transistors npn au silicium en raison de leur bonne stabilité en fonction de la température.

On a alors le schéma équivalent ramené sur la base de T1 donné à la fig.12. Où R est la résistance équivalente des 2 pompes et de la diode, R_3 la résistance ramenée sur la base de T1 due aux charges de T1 et T2.

On a :

$$i_f = \frac{6 + V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \frac{V - 12}{R_3}$$

$$i_f = \frac{6}{R_1} - \frac{12}{R_3} + V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

de la forme $i_f = A + BV$

Les fuites seront maxima pour 97 canaux, soit un temps de pompage de 8 dizaines et 17 unités.

On rappelle que les fréquences utilisées sont de 36 MHz pour les dizaines et 85 MHz pour les unités.

A ne pouvant pas être négatif pour permettre la conversion dans les premiers canaux, on voit immédiatement que l'on aura le minimum pour A = 0, d'où une première relation :

$$R_3 = 2 \; R_1$$

On fait l'approximation que les décharges sont en dent de scie au lieu d'escalier, on a :

$$\Delta Q = \int i_f \; dt$$

avec pour les dizaines $t \simeq \frac{35}{10^9} V$ et $dt = \frac{35}{10^9} dV$

avec pour les unités $dt \simeq \frac{150}{10^9} dV$

Si une dizaine = 0,8 v sur la capacité

Une unité = 0,08 v sur la capacité

d'où :

$$\Delta Q = \int_{\frac{97 V_0}{100}}^{\frac{17 V_0}{100}} \frac{35 BV + 2V}{10^{15}} + \int_{\frac{17 V_0}{100}}^{0} \frac{150}{10^{15}} BV \, dV$$

avec $V_0 = 8$ v $\quad i_f$ en A, R en MΩ, V en volts, Q en clbs

d'où :

$$\Delta Q = - \frac{18}{10^{15}} \cdot BV_o^2$$

Or $Q = CV_o$ 0,97 avec C = 100 pf

d'où :

$$\frac{\Delta Q}{Q} = - \frac{18\ B\ V_o\ .10^{12}}{10^{15}\ 100.\ 0,97}$$

Avec V_o = 8 v B = 6,75 si l'on veut 1 % de précision

d'où :

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{3}{2R_1} + \frac{1}{R_2} = 6,75$$

Or, R_2 est fixé et vaut 0,4 MΩ

d'où :

$$\frac{3}{2R_1} = 4,25 \qquad R_1 = 0,35\ M\Omega$$

Remarque : ce calcul est en fait pessimiste puisqu'il a été fait avec le total des pertes et que seules comptent les pertes de charge non proportionnelles. On a donc adopté R_1 = 270 KΩ pour obtenir une polarisation de repos convenable pour T1.

Il faut alors R_3 = 540 KΩ

Le schéma final de l'adaptateur d'impédance est alors celui de la figure 13.

La résistance d'émetteur du discriminateur unités a été mesurée de 75 Ω .

Celle du discriminateur dizaines est de 45 Ω .

Si l'on prend un gain moyen en courant de 30 pour chaque transistor, l'impédance ramenée en B par le discriminateur unités est 30^2 x 75 = 67 KΩ .

L'impédance ramenée en B par le discriminateur dizaines est : 30 x 45 = 1,35 KΩ

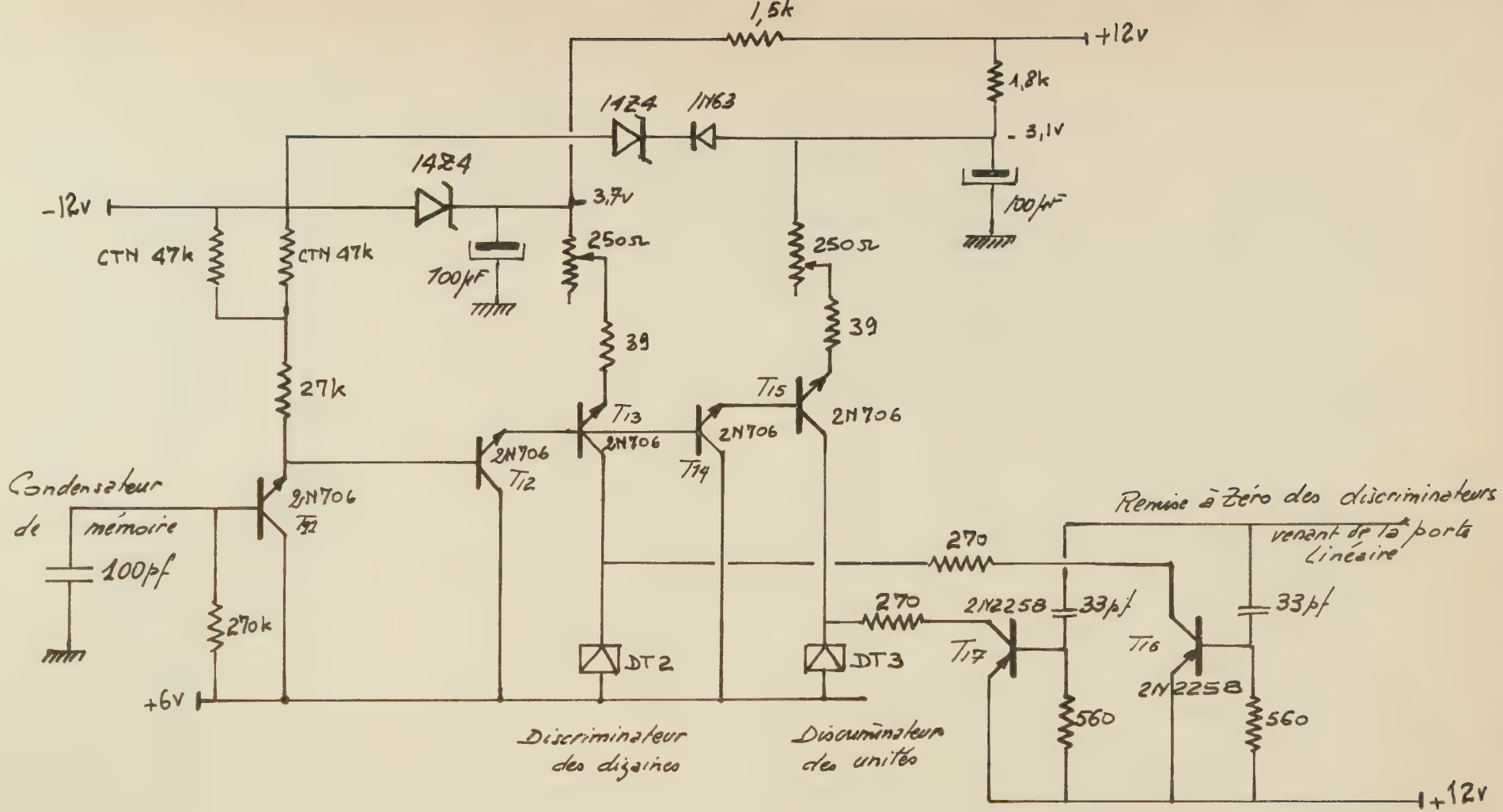


fig. 13

Convertisseur Analogique-Digital	Discriminateurs et Préamplificateurs	

D'où une impédance vue en B de $\sim$ 1,3 KΩ

L'impédance en A doit être de 540/30 = 27 KΩ

L'impédance ramenée en A, des discriminateurs est 1,3 x 30 = 39 KΩ

D'où la résistance d'émetteur du 1er transistor

$$\frac{1}{18} = \frac{1}{39} + \frac{1}{R_E} \qquad R_E = 33\ K\Omega$$

Il y a en fait à 25°C 50 KΩ

On remarquera qu'il y a été placé 2 thermistances afin de stabiliser le seuil du discriminateur unités en fonction des variations de température.
Les essais ont donné une variation de moins de 1 canal pour des variations de 25°C.

CHAPITRE VI

DISCRIMINATEUR DE SEUIL

Ils sont constitués de diodes tunnel 1N 3562 dont le courant de pic de 5 mA est précis et stable à 1 %, ce qui convient parfaitement pour une conversion de 100 canaux dont l'erreur systématique est de 1 canal.
On peut remarquer que la précision obtenue peut être beaucoup plus grande que 1 % à condition d'amplifier le courant de commande de basculement.
Puisque c'est le courant de pic qui est précis, c'est sur lui que se fera la discrimination. Quand le condensateur de mémoire aura atteint la tension désirée de seuil, le courant de la diode tunnel aura atteint la valeur de 5 mA et la diode basculera de son état basse tension à l'état haute tension. Avant conversion il est donc nécessaire de remettre la diode en état de basse tension pour que la discrimination puisse avoir lieu, autrement dit, il faut la remettre à 0. Cette remise à 0 ne peut se faire que lorsque l'impulsion à convertir est entièrement emmagasinée ; c'est pourquoi elle est prise après la bascule de déclenchement de conversion de la porte linéaire. Dès que le discriminateur est remis à 0, il déclenche par ouverture d'une porte le pompage du condensateur de mémoire, et il ferme cette porte dès qu'il bascule c'est à dire que l'on a atteint la tension de seuil désirée sur la mémoire.

Suivant la valeur de la tension de mémoire, ce seuil peut être très vite atteint ; il faut donc que la remise à 0 de la diode tunnel soit la plus rapide possible pour ne pas perturber son basculement lors de la discrimination. Elle est donc faite par un différenciateur suivi d'un transistor qui envoie un

un contre courant dans la diode tunnel.

Le signal recueilli sur la diode tunnel est amplifié par un transistor bloqué quand la diode est en basse tension ; le courant de basculement ne sera donc pas affecté par cet étage ; il en sera de même avec l'étage de remise à 0 qui est lui aussi bloqué lors d'une discrimination.

Le schéma de l'ensemble est donné à la figure 14.

On notera que les réglages des seuils se font par les potentiomètres placés dans les émetteurs des transistors de commande.

Des essais de stabilité ont été faits en fonction des variations de la température. Compte tenu de la stabilisation par thermistances faite dans l'étage adaptateur, la variation du seuil correspond à 1 canal pour 25°C de variation.

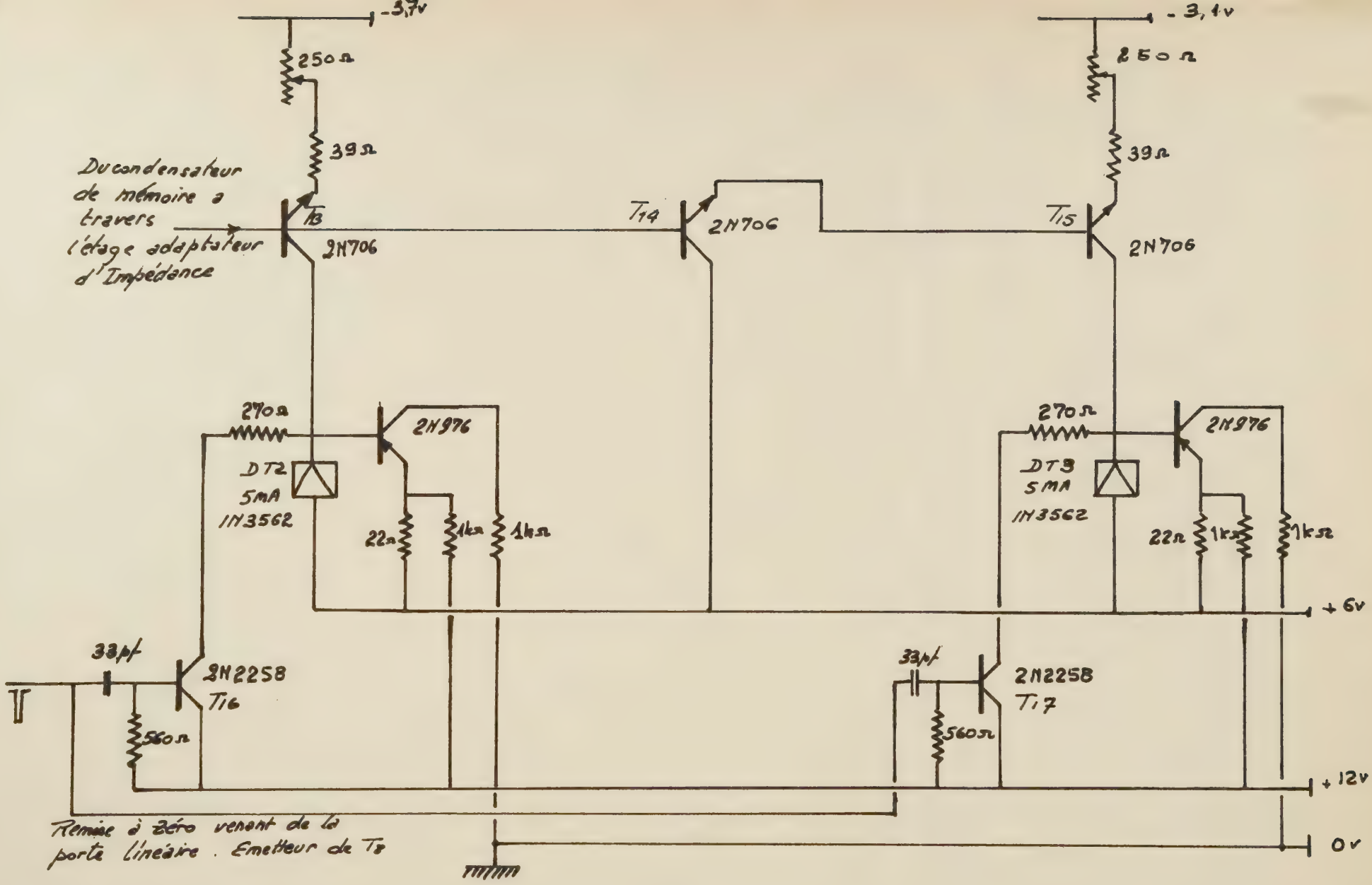


fig. 14

Convertisseur Analogique-Digital.	Discriminateurs	

CHAPITRE VII

OSCILLATEURS

Le pompage de la charge du condensateur de mémoire se fait en 2 temps d'abord par des impulsions de pompage dizaines où la charge pompée par impulsion est importante, puis par pompage unités où la charge pompée est faible, mais opérée à une fréquence double.

L'oscillateur doit donc fonctionner à fréquence élevée et stable pour la linéarité et délivrer un haut niveau en sortie.

Par ailleurs, pour éviter des erreurs très importantes pour le pompage des dizaines, il faut toujours un nombre entier de dizaines, donc qu'il passe un nombre entier d'impulsions.

C'est la raison pour laquelle ces impulsions passent à travers une porte synchronisée dont l'ouverture et la fermeture ne peuvent se faire qu'entre 2 impulsions de pompage, d'où un temps mort nécessaire entre 2 impulsions de pompage ; on a alors le maximum de rapidité si le rapport $\frac{\text{temps de pompage}}{\text{temps mort}}$ est maximum ; le temps mort étant imposé par la porte, la rapidité sera plus grande si les fronts de l'impulsion de pompage sont plus raides.

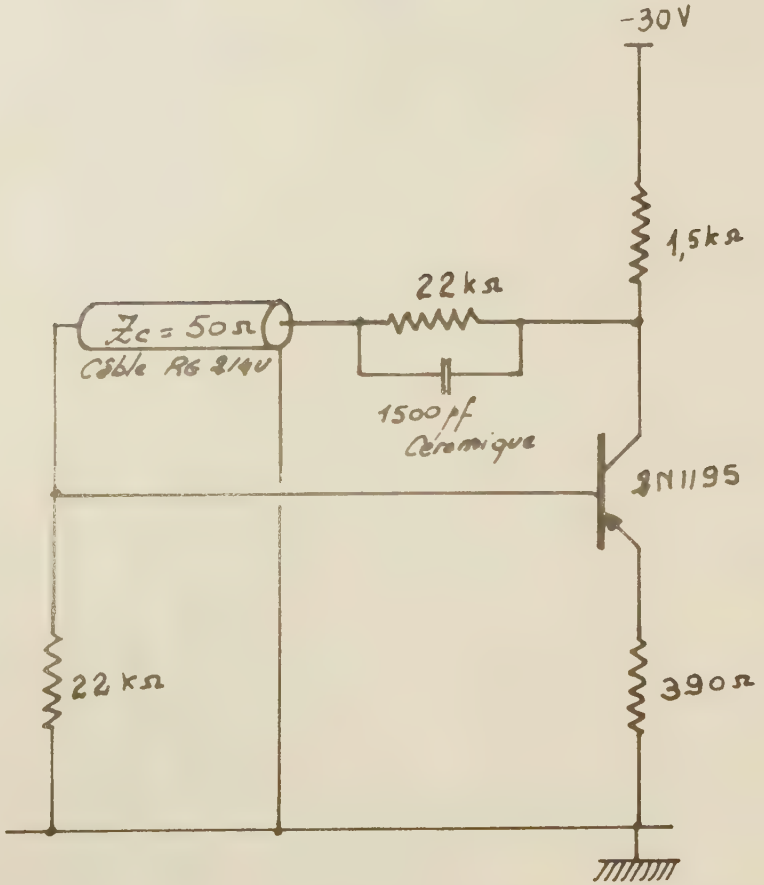
Il est possible avec un oscillateur à déphasage classique d'obtenir une grande fréquence de récurrence (100 MHz) avec des temps de montée et de descente faibles (inférieurs à 1 ns) (9).

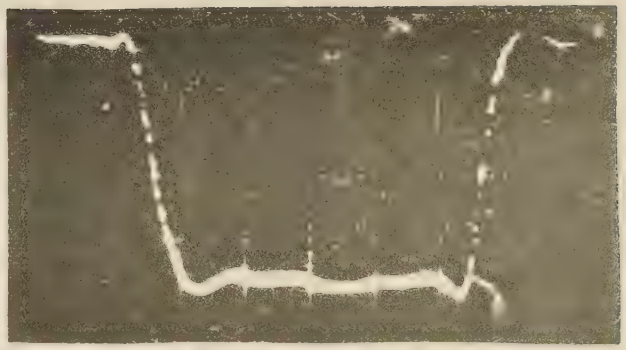
Le circuit est représenté à la figure 15.

La période des oscillateurs est donnée par 2 temps de retard de la ligne augmentés des temps de retard et d'emmagasinement du transistor. Les fronts excellents sont dûs essentiellement à une tension fixe de forte valeur

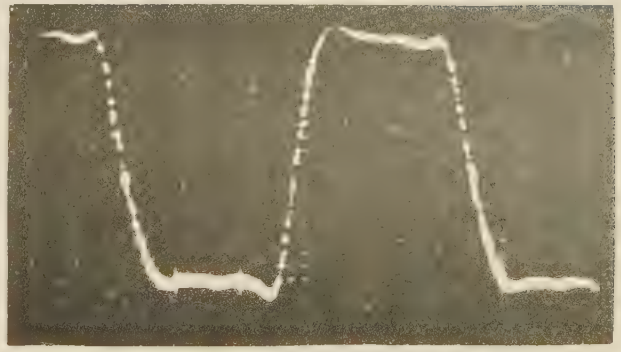
temps de descente moyen 0,6 ns
temps de montée moyen 0,85 ns
meilleur temps de descente obtenu 0,5 ns
meilleur temps de montée obtenu 0,75 ns
} 50 MHz

temps de descente moyen 0,9 ns
temps de montée moyen 1,25 ns
} 100 MHz





f^{ce} 50 MHz



f^{ce} 100 MHz

Balayage horizontal 2 ns/cm Balayage vertical 2,2 v/cm

Oscilloscope Tektronix type 585 avec tiroir Sampling N t_m = 0,6ns

fig. 15

Convertisseur Analogique Digital	Oscillateur	

entre collecteur et base, et à la résistance R_3 dans l'émetteur.
Cette tension continue est obtenue par la liaison $R_2 C_2$ dont la constante de temps est beaucoup plus grande que la période des oscillations ; il est équivalent mais plus coûteux de remplacer $R_2 C_2$ par une diode Zener. La résistance R_3 dans l'émetteur permet en outre d'exploiter les impulsions sans détériorer les temps de commutation.

Par un câblage soigné, les impulsions de la forme la plus satisfaisante ont été obtenues avec les valeurs suivantes :

$R_1 = R_2 = 22\ K\Omega$

$R_3 = 390\ \Omega$

$R_4 = 1,5\ K\Omega$

$C_2 = 1500$ pf céramique

$Z_c = 50\ \Omega$ cable RG 214 U

T = transistor 2 N 1195

A 50 MHz
Temps de montée moyen 0,85 ns de 10 à 90 % de la hauteur
Temps de descente moyen 0,6 ns de 10 à 90 % de la hauteur
Meilleur temps de descente obtenu 0,5 ns
Meilleur temps de montée obtenu 0,75 ns

A 100 MHz
temps de descente moyen 0,9 ns
temps de montée moyen 1,25 ns

Les valeurs des éléments du circuit peuvent varier de 50 % ou plus au seul détriment des temps de commutation qui peuvent augmenter de 50 % environ. La valeur de la tension V de polarisation est pratiquement sans influence sur la forme des impulsions dont la hauteur en S_1 est environ de - 8 volts pour V = - 30 V ; cette hauteur est continûment variable par variation continue de V.

On peut améliorer l'un des 2 temps de commutation au détriment de l'autre en reliant R_1 non plus à la masse mais à une tension positive ou négative. Une puissance de sortie 8 fois plus grande a été obtenue avec les valeurs ci-après :

$R_1 = \infty$ C_2 = 1500 pf céramique

R_2 = 820 Ω Z_c = 50 Ω câble RG 214 U

R_3 = 50 Ω T = 2N 834

R_4 = 220 Ω V de 0 à + 30 volts

Temps de montée de l'ordre de 4 ns

Temps de descente de l'ordre de 2,5 ns

Il est enfin possible d'obtenir 2 ou même plusieurs sorties en parallèle grâce au schéma représenté à la figure 16.

Stabilité de la fréquence

La stabilité de la fréquence a été testée à 45 MHz. Sans compensation de température, la variation est de $- 10^{-4}$ /°C ; cette stabilité relativement bonne est dûe au fait que les variations des temps de retard et d'emmagasinement se compensent. On peut remarquer que la stabilité sera meilleure pour des fréquences plus faibles puisque la fréquence est donnée au premier ordre par la longueur du câble ; il a été mesuré effectivement une variation de $- 2.10^{-5}$/°C à 5 MHz.

Avec le schéma de la figure 17 où l'on a placé une thermistance 15 K, la stabilité est de $+ 1,5.^{10-5}$/°C autour de 25°C.

Il est illusoire d'essayer de l'améliorer par ce procédé car elle est de l'ordre de la variation dûe à la dilatation du câble.

La variation en fonction de la tension de polarisation a été mesurée de $- 1,1.10^{-3}$ par volt.

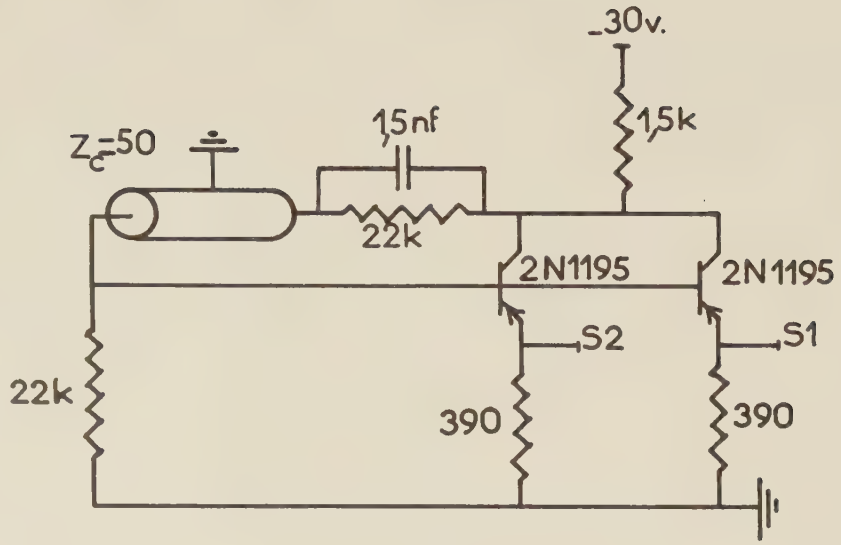


fig. 16

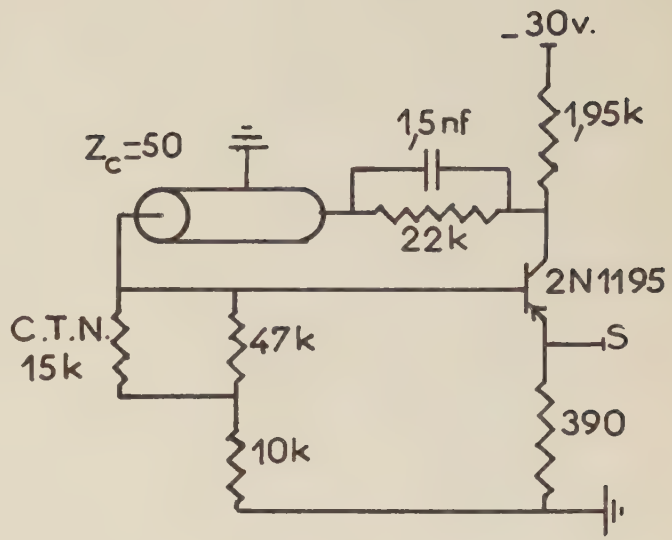


fig. 17

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE - DIGITAL	OSCILLATEURS	

Remarque: Pour la stabilité de la conversion, ce n'est pas la stabilité de fréquence qui est intéressante, mais la stabilité de la largeur de l'impulsion de pompage. Etant donné la bonne stabilité de fréquence, il est toutefois permis d'espérer une stabilité de largeur d'impulsion d'au moins 1 % pour 30°C de variation de température. Ceci a été confirmé par la mesure globale de la stabilité de conversion en fonction des variations de température et qui a été relevée de moins de 1 canal pour 25°C de variation.

CHAPITRE VIII

POMPAGE DIZAINES ET PORTE SYNCHRONISEE

I - POMPAGE

Il se fait par l'intermédiaire d'un transistor monté en base commune normalement bloqué et à ouverture conditionnée par le discriminateur des dizaines. Le pompage est réalisé par une source de courant continu haché par l'oscillateur (voir fig.18) : il y a pompage durant les périodes où T22 est bloqué.

La polarisation de la base de T2 a 2 rôles : elle assure un blocage efficace du transistor quand on ne pompe pas ; elle permet ensuite de ne pas atteindre la tension de déchet du transistor quand la charge de la capacité de mémoire est nulle, auquel cas le paramètre h_{FE} du transistor diminuerait beaucoup.

En effet le courant de pompage I_c doit être constant à 1 % près, quelle que soit la tension collecteur du transistor T2.

Or $$I_c = \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} I_E$$ où I_E est le courant émetteur

avec :

$$I_E = \frac{V_a - V_{EB}}{R_E}$$ si R_E est la résistance totale d'émetteur

d'où :

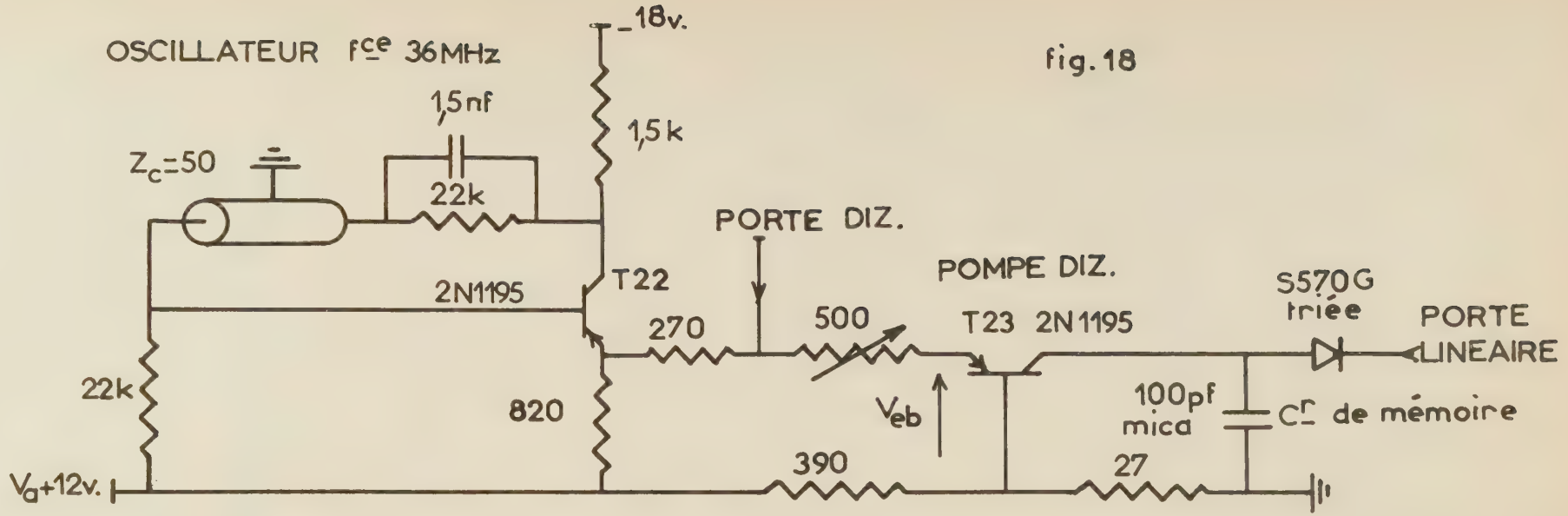


fig. 18

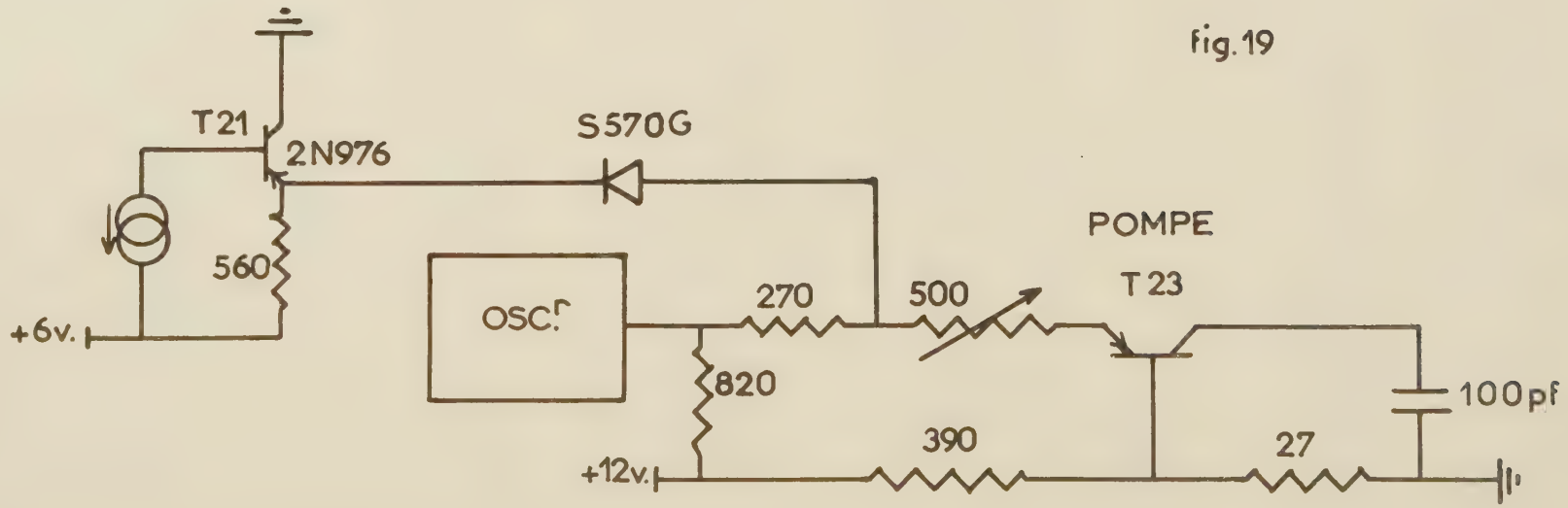


fig. 19

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE. DIGITAL	POMPAGE DIZAINES	

$$I_c = \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} \quad \frac{V_a - V_{EB}}{R_E} = K \quad \frac{V}{R_E}$$

$$\frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta V}{V} + \frac{\Delta R_E}{R_E}$$

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}\ (1 + h_{FE})}$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta V_a - \Delta V_{ve}}{V_a - V_{be}} \simeq \frac{\Delta V_a}{V_a} - \frac{\Delta V_{be}}{V_a} \quad \text{car } V_a \gg V_{be}$$

Ceci montre qu'il faut une alimentation V_a de très bonne stabilité et que V_a doit être pris le plus grand possible pour rendre négligeables les variations de V_{be}.

Ces 2 conditions sont remplies aisément en prenant V_a = 12 volts. Il restera alors :

$$\frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}\ (1 + h_{FE})}$$

$h_{FE} \simeq 20$; si on veut $\frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{1}{100}$ il faut donc $h_{FE} \leqslant 4$, ce qui est réalisé quelle que soit la tension collecteur base de T_2 compris entre - 1 et - 9 volts, grâce à la polarisation de base introduite.

Remarque : le pompage a lieu quand T22 est bloqué ; il est donc indépendant de la polarisation - 18 v de l'oscillateur qui ne nécessite pas de stabilisation particulière.

Quand T22 est saturé, le potentiel émetteur de T22 devient négatif par rapport au potentiel base de T23 qui est donc bloqué.

II - PORTE

Le schéma en est donné à la fig.19

Quand T21 est saturé, la diode S 570 G conduit ; plus aucun courant ne peut commander la pompe qui est bloquée, grâce à la légère polarisation positive de sa base.

Quand T21 est bloqué, la diode est polarisée en inverse et le pompage fonctionne au rythme de l'oscillateur.

III - SYNCHRONISATION

Elle est réalisée au moyen d'une diode tunnel 1 N 3562 de 5 mA, commandée en courant.

L'ouverture de la porte se fait par le basculement de la diode tunnel de son état haute tension à son état basse tension ; la fermeture se fait par le basculement de basse en haute tension ; l'ouverture et la fermeture sont précommandées par le discriminateur de seuil.

En position fermeture, la droite de charge de la diode tunnel tangente le pic ; en position ouverture, elle tangente la vallée ; on superpose à ces droites de charge des impulsions brèves de signe opposé provenant de la différenciation des créneaux de l'oscillateur ; ce sont ces impulsions de synchronisation qui commandent le basculement de la diode tunnel. L'ensemble est schématisé à la figure 20.

Les impulsions de synchronisation positives commandent la fermeture les négatives commandent l'ouverture. Leur hauteur doit donc être suffisante pour ces commandes, mais pas trop grande toutefois pour éviter le basculement si la précommande d'ouverture ou de fermeture n'est pas réalisée.

1°) Fermeture (voir fig.20 et 21)

Pour fermer le pompage, il faut 2 conditions :

a) Il faut que DT2 ait basculé pour que DT4 soit en préfermeture B ;

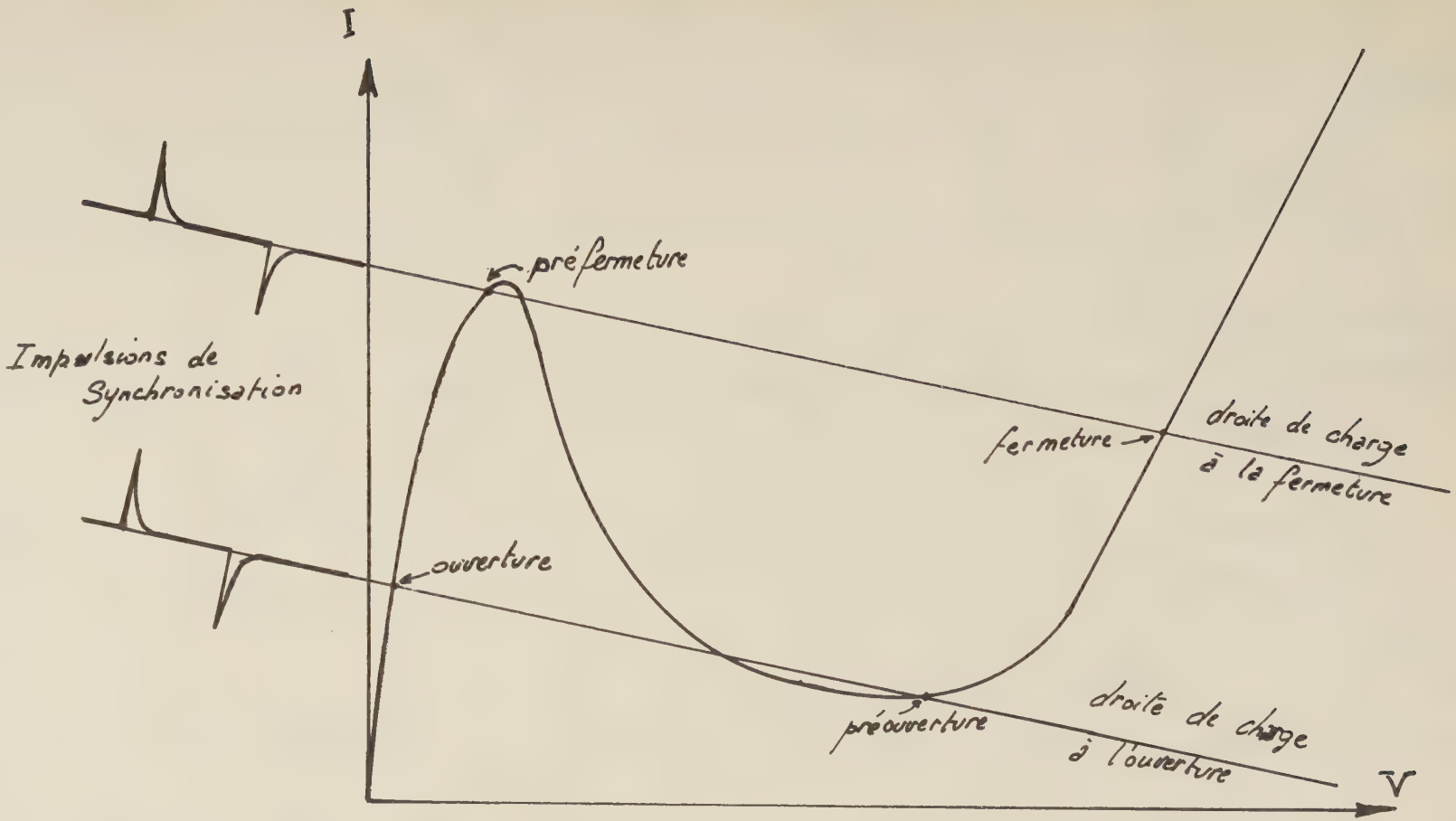

I
préfermeture
Impulsions de
Synchronisation
fermeture
droite de charge
à la fermeture
ouverture
préouverture
droite de charge
à l'ouverture
V

fig. 20

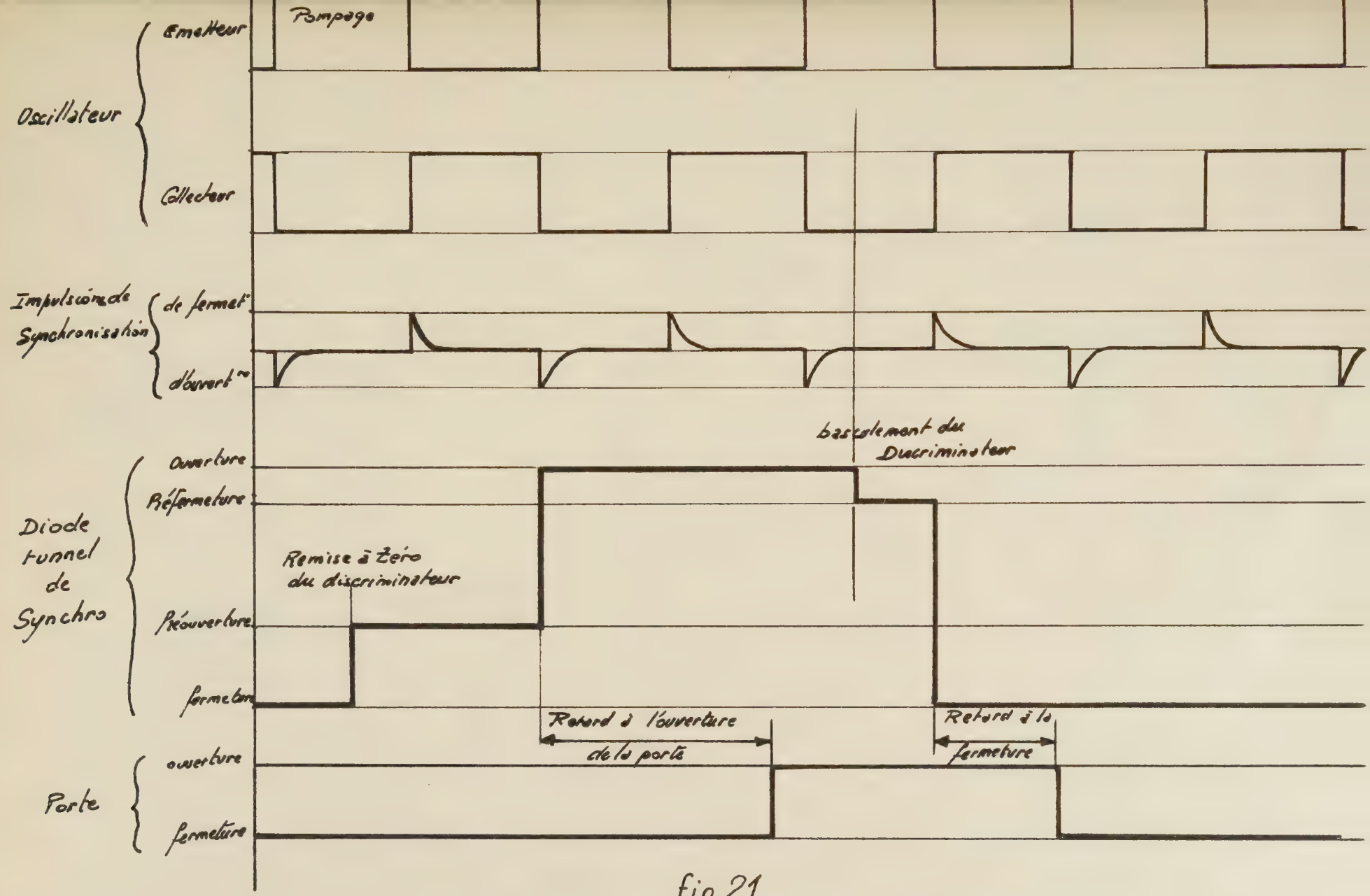


fig.21

Convertisseur Analogique Digital	Formes d'ondes de la Synchronisation	

le passage de A à B se fait avec un certain retard dû à DT2, T18 et DT4.

Il est évident que le seuil de DT2 est atteint pendant une demi période de pompage. S'il est atteint à la fin de cette demi période DT4 n'aura pas eu le temps de se conditionner pour se fermer et la synchronisation aura lieu à la fin de la demi période de pompage suivante. On pompera donc la fraction restante de dizaine plus une dizaine complète.

Si par contre le seuil de DT2 est atteint au début de la demi période de pompage DT4 sera en condition pour basculer à la fin de cette même demi période et l'on ne pompera que la fraction restante de la demi période. C'est pour ces raisons que l'on a placé le seuil des dizaines à 17, compatible avec le retard de passage de A à B.

La porte de pompage est commandée par le basculement de DT4 amplifié par T20 et T21 ; il suffit que les retards introduits par DT4 et les 2 transistors soient inférieurs à une demi période pour la fermeture.

2°) Ouverture

Le problème est plus simple, cette fois, le retard entre les points C et D n'a pas d'importance puisque la porte est fermée ; comme ce sont les tops négatifs qui sontutilisés, l'ouverture est synchrone du début d'une demi période de pompage. Il faut alors introduire un retard compris entre une demi période et une période de l'oscillateur pour être assuré d'ouvrir la porte entre 2 impulsions. Ce retard est obtenu grâce à un fort courant de conduction pour T21 (résistance de base de 100 Ω).

Rappelons enfin dans le cas où l'impulsion mise en mémoire est inférieure au seuil des dizaines, la remise à 0 du discriminateur est faite ; mais celui-ci bascule suffisamment vite pour qu'en aucun cas et grâce aux retards, la porte de dizaines ne s'ouvre.

Le schéma complet du pompage dizaines est donné à la fig.22.

Il est permis d'atteindre une fréquence de 36 MHz pour le pompage dizaines, la limitation de fréquence étant due au fonctionnement de la synchronisation.

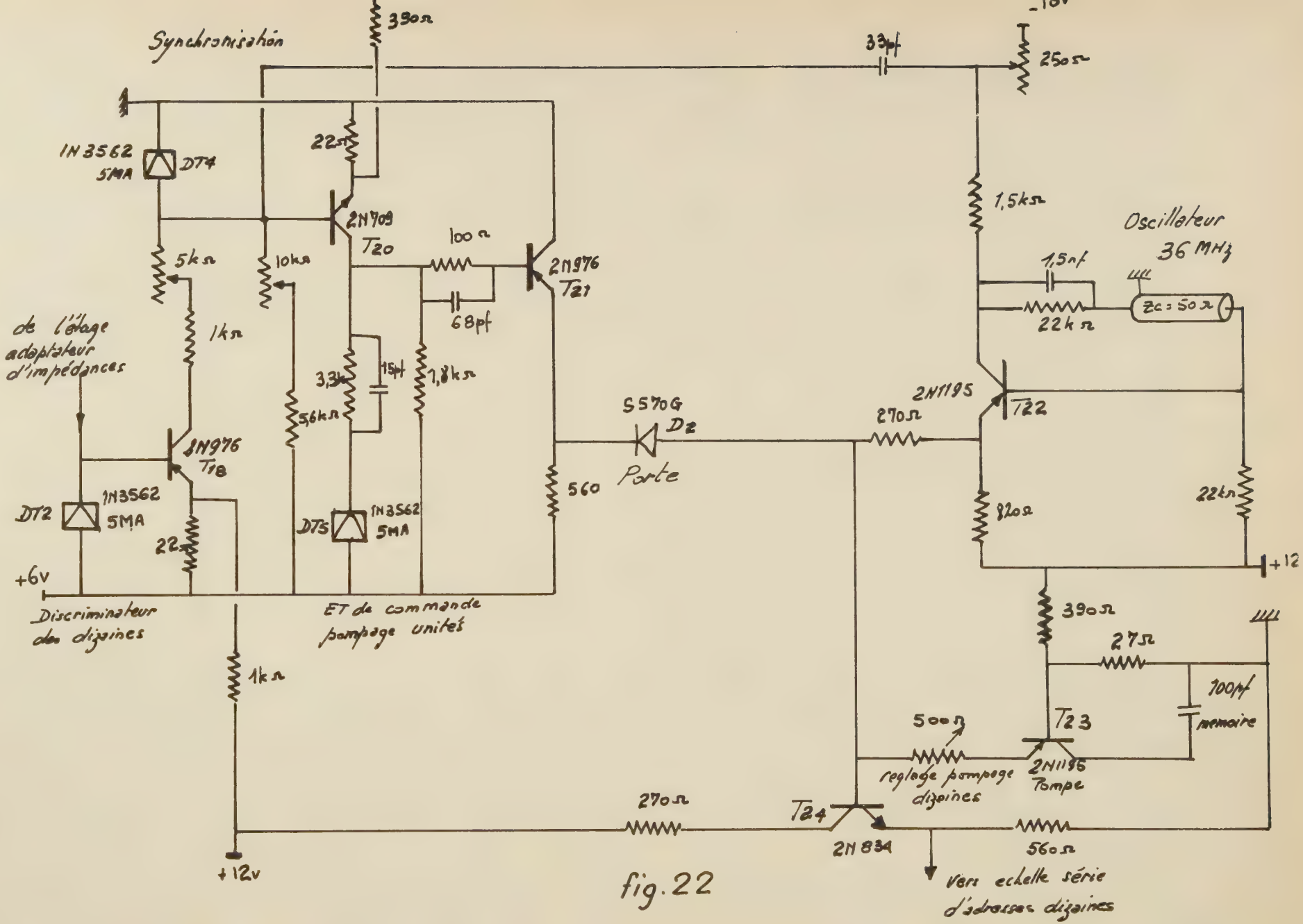


fig. 22

Convertisseur Analogique. Digital	Pompage Synchronisé des DIZAINES

CHAPITRE IX

POMPAGE UNITES ET SA COMMANDE

I - POMPAGE

Le pompage unités se fait exactement comme celui des dizaines ; les schémas de la pompe, la porte, de l'oscillateur et de l'étage d'attaque de l'échelle série d'adresses unités sont exactement les mêmes que ceux du pompage dizaines, sauf la fréquence qui est de 85 MHz et le courant de pompage par impulsions qui est 10 fois plus faible.

Seule la commande de pompage diffère car il n'est pas nécessaire qu'elle soit synchronisée puisque de toutes façons l'erreur commise reste toujours de $\pm$ 1 unité.

Les caractéristiques de la commande de pompage unités sont les suivantes :

1°) Le pompage unités ne peut se faire que si le discriminateur des dizaines est au repos et si le discriminateur des unités est remis à zéro.

2°) Il ne peut se faire qu'après un retard suffisant qui permet à la porte des dizaines de s'ouvrir avant celle des unités lorsque l'on a remis à zéro les deux discriminateurs.

En effet, dans le cas contraire, il y aurait pompage simultané en dizaines et en unités.

3°) Ce retard à l'ouverture ne doit en aucun cas affecter la fermeture, car la porte des unités doit se fermer dès que possible après basculement du discriminateur des unités.

II - RETARD A L'OUVERTURE

Il a été obtenu par le schéma de la figure 23.

L'ouverture de la porte unité se fait par la remise à 0 du discriminateur unités, c'est à dire en plaçant la diode tunnel de discrimination en son état basse tension.

Donc, à l'ouverture, le transistor T1 passe de l'état saturé à l'état bloqué et il apparaît sur son collecteur une impulsion négative ; ce front négatif est transmis par le condensateur C1, au transistor T2 qui est et reste bloqué puisque c'est un npn. Le système R1C1 est par conséquent un intégrateur pour ce front négatif où T2 ne joue aucun rôle.

L'impulsion apparaît donc sur le collecteur de T1 avec retard ; c'est le retard d'ouverture.

La fermeture de la porte unités se fait lorsque la diode tunnel du discriminateur bascule ; T1 passe alors de l'état bloqué à l'état saturé et il apparaît sur son collecteur un front positif. Ce front est transmis par C1 à T2 qui est un npn et qui se débloque donc ; sa résistance de jonction base-émetteur R_{be} est faible et beaucoup plus petite que R1, d'où R1 n'intervient plus. Le systèmeR_{BE} C1 est cette fois un différenciateur ; aucun retard n'intervient lors de la fermeture.

Il apparaît en même temps sur le collecteur de T2 une impulsion différenciée qui peut être utilisée pour la commande de fin de conversion.

III - "ET" DE COMMANDE DE PORTE

C'est un "et" d'addition à diode tunnel dont le schéma est donné à la figure 24.

Les courants de commande de la diode tunnel sont délivrés par les transistors T1 et T2 et par la polarisation de + 12 v à travers 1 K.

Le tableau 25 associé à la caractéristique figure 26 de la diode tunnel

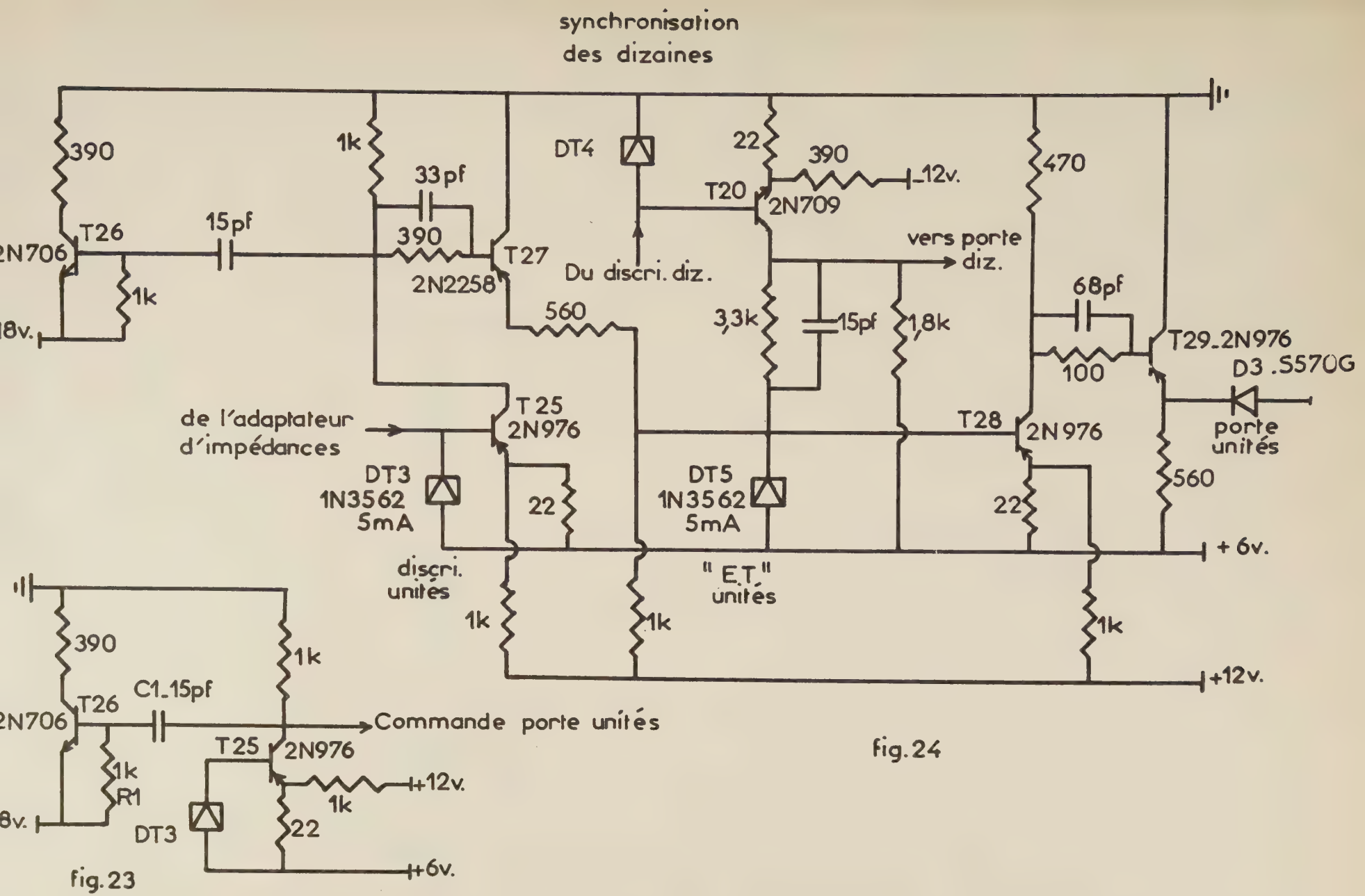


fig. 24

fig. 23

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL	COMMANDE DE POMPAGE DES UNITES	

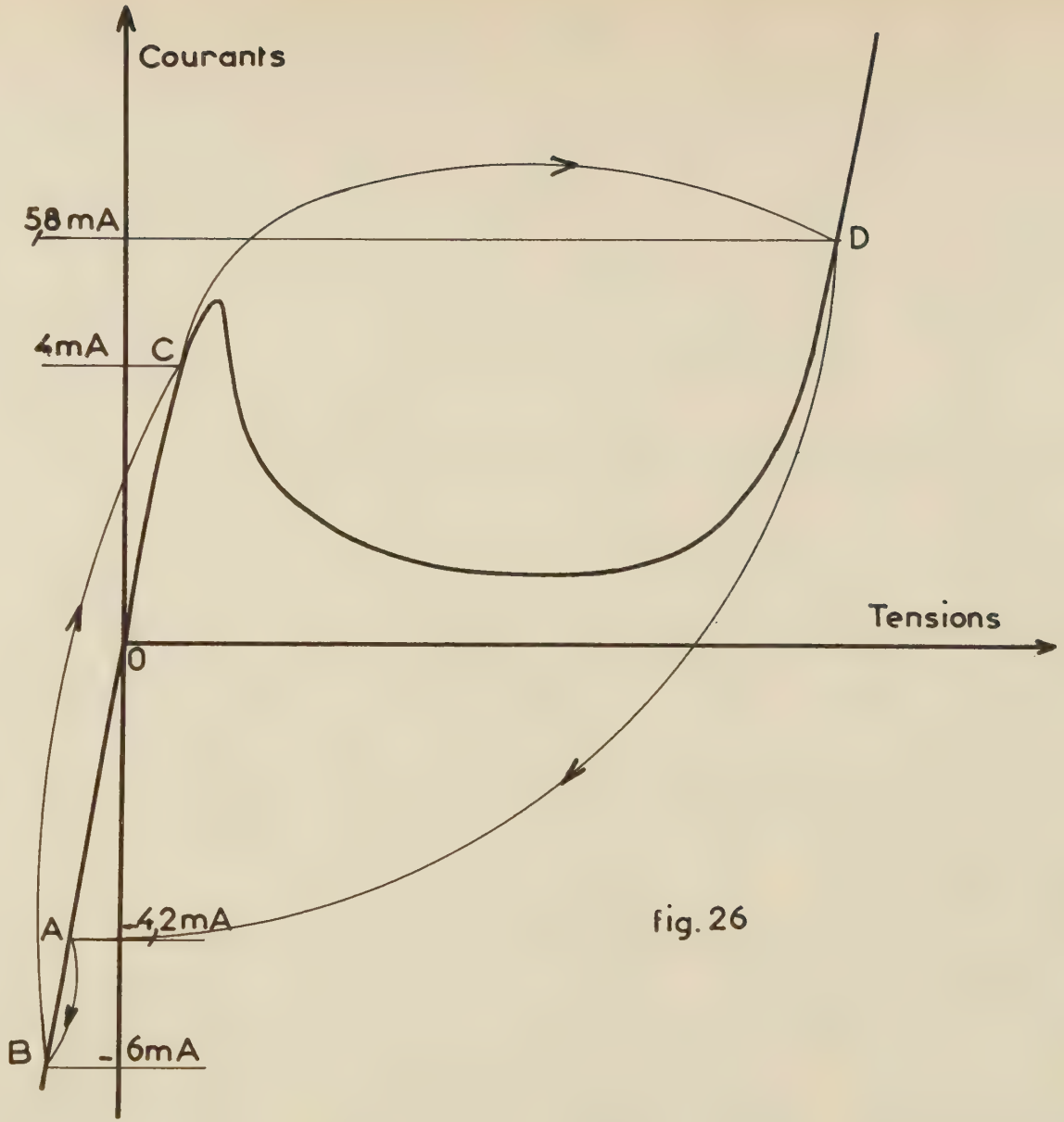


fig. 26

donne les différents points de fonctionnement en fonction des opérations effectuées.

	Repos	Remise à 0 des discriminateurs	Action retardée du discrimi. unités	Basculement du discriminateur dizaines	Basculement du discriminateur des unités
Discri. unités	Hte tension	Basse tension	B.T.	B.T.	H.T.
T_1	saturé	bloqué	bloqué	bloqué	saturé
T_2	bloqué	bloqué	conducteur	conducteur	bloqué
Discri. dizaines	Hte tension	B.T.	B.T.	H.T.	H.T.
T_3	saturé	bloqué	bloqué	saturé	saturé
Diode tunnel "et"	A	B	C	D	A
T_4	bloqué	bloqué	bloqué	saturé	bloqué
T_5	saturé	saturé	saturé	bloqué	saturé
Porte unités	fermée	fermée	fermée	ouverte	fermée

Le courant inverse a été choisi important pour faire basculer la diode tunnel rapidement lors de la fermeture de la porte, ce qui est une nécessité pour la précision de la conversion ; le courant de basculement d'ouverture est faible car le temps de basculement à l'ouverture n'influence pas la précision.

Le schéma complet du pompage unités est donné à la figure 27.

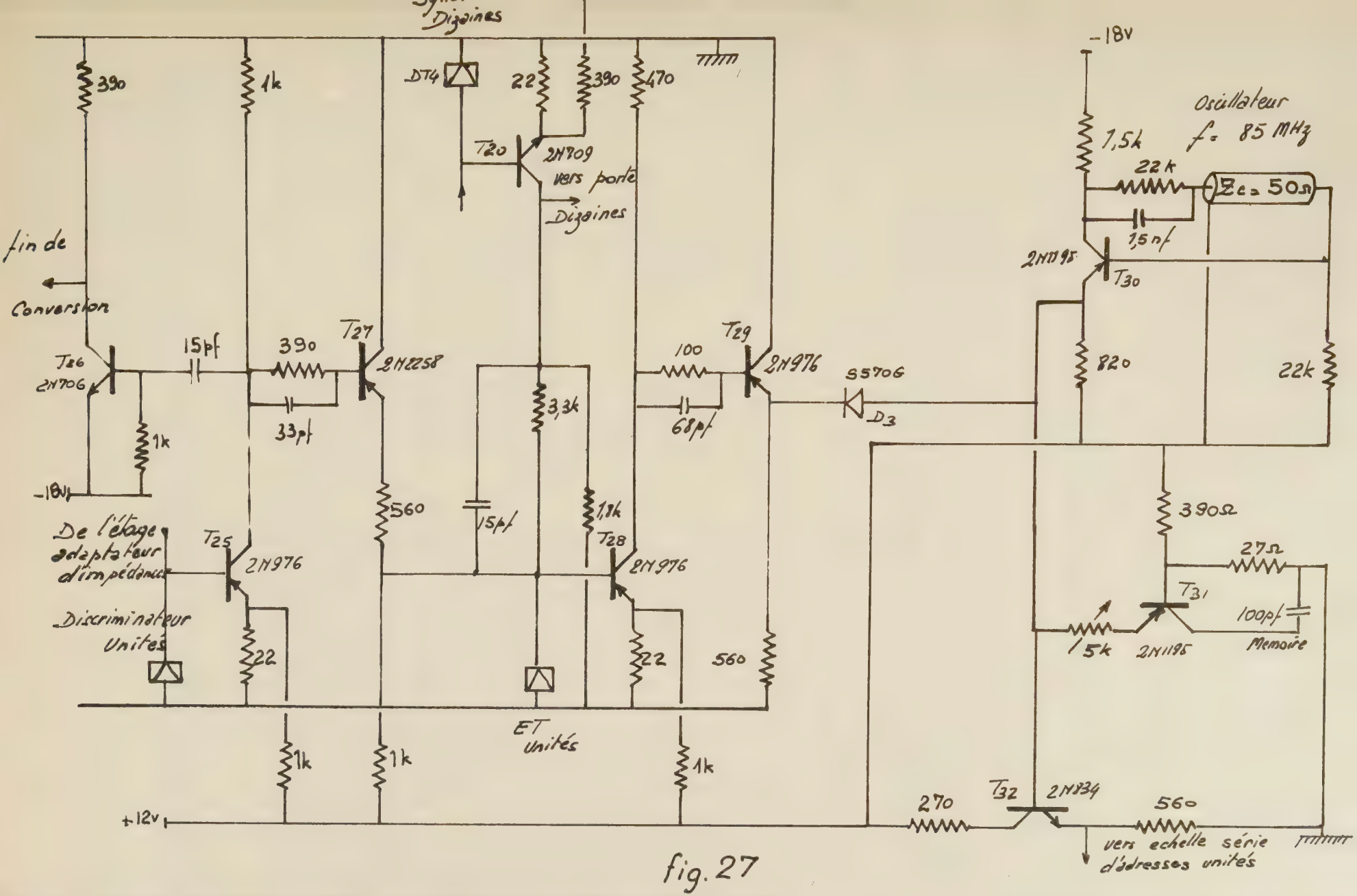


fig. 27

Convertisseur Analogique - Digital	Pompage Unités et sa Commande	

CHAPITRE X

ECHELLES D'ADRESSES ET DECODEUR

Cet ensemble n'a pas encore été réalisé car il fera l'objet d'un montage complet séparé du convertisseur.

Les échelles série doivent fonctionner à 85 MHz et ne semblent pas présenter de difficultés particulières puisque des échelles à 100 MHz sont offertes actuellement dans le commerce. Elles seront constituées de bascules en série. Remarquons en passant que le convertisseur fournit un nombre entier et connu d'impulsions et pourra donc être utilisé pour tester les échelles avec sûreté.

Les échelles parallèles seront beaucoup plus simples puisqu'elles seront constituées de bistables ordinaires séparés les uns des autres et attaqués en parallèles par les bistables des échelles série. Les connexions entre les 2 échelles se feront par l'intermédiaire de portes qui ne seront ouvertes que pour le transfert, afin de bien séparer les échelles. Il faut en effet que ces échelles fonctionnent simultanément, mais à des fins différentes. Les échelles parallèles commandent en effet le cycle de mémoire de l'analyseur multicanaux pendant que les échelles séries reçoivent par ailleurs l'adresse d'une conversion en cours.

Le diagramme fonctionnel des échelles et du décodeur est donné à la figure 28.

Les impulsions des dizaines venant du convertisseur sont envoyées dans une échelle série d'adresses préalablement remise à 0.

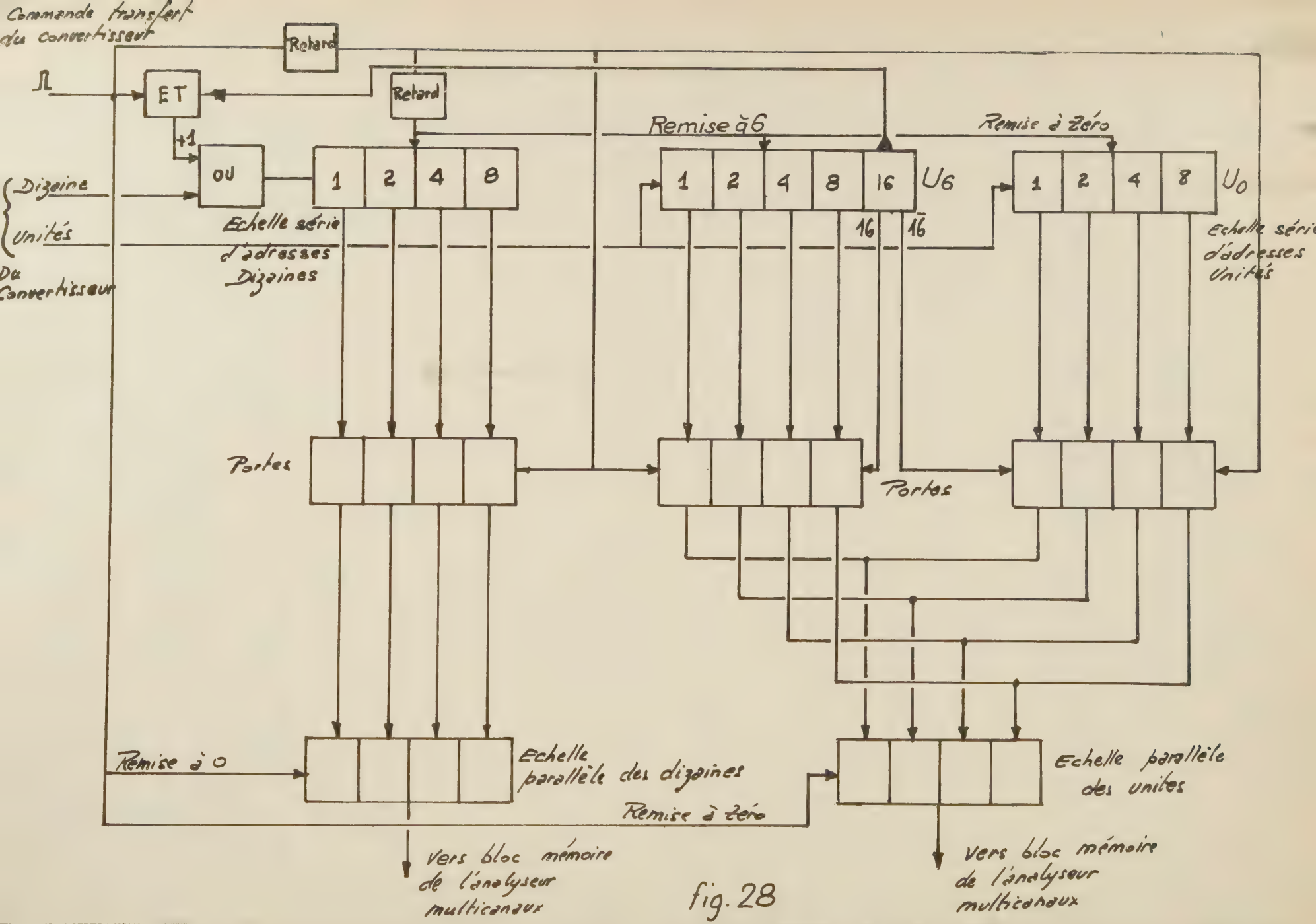


fig. 28

Convertisseur Analogique-Digital	Echelles d'adresses et decodeur

Les impulsions des unités sont envoyées simultanément dans une échelle série U_0 préalablement remise à 0 et dans une autre échelle série U_6 préalablement remise à 6.

Si plus de 10 unités se présentent, les 4 premières bascules de U_6 ont emmagasiné sous forme binaire le nombre d'unités supérieures à 10 et la 5ème bascule de poids 16 a basculé, ce qui indique qu'il y a plus de 10 unités.

Si moins de 10 unités se présentent, les quatre premières bascules de U_0 ont emmagasiné sous forme binaire ce nombre d'unités, par contre la 5 ème bascule de poids 16 de l'échelle remise à 6 n'a pas basculé, ce qui indique qu'il y a moins de 10 unités.

A la fin de la conversion, le convertisseur envoie une impulsion de commande de transfert. Cette impulsion remet d'abord à 0 les échelles parallèles avec le transfert ; elle est ensuite chargée du décodage, puis avec un léger retard, du transfert à travers les portes ; enfin après transfert, donc avec un léger retard supplémentaire, elle remet à 0 ou à 6 les 3 échelles séries d'adresses pour permettre une nouvelle conversion.

Simultanément à la remise à 0 des échelles parallèles, l'impulsion de commande est envoyée sur l'une des 2 entrées d'un circuit "et" dont l'autre entrée est reliée à la bascule de poids 16 de U_6 ; l'ouverture du "et" est conditionnée par cette 2ème entrée et ne peut se faire que si la bascule de poids 16 a basculé, c'est à dire s'il y a plus de 10 unités : on envoie alors une impulsion de dizaine supplémentaire dans l'échelle série dizaines. Donc, le circuit "et" admet ou rejette une dizaine supplémentaire suivant l'indication donnée par la bascule de poids 16. Comme l'échelle série dizaines reçoit ainsi des impulsions venant de deux directions différentes, un circuit "ou" la précéde.

La bascule de poids 16 conditionne par ailleurs les ouvertures des portes de transfert entre échelles séries et parallèles des unités, l'ouverture étant commandée par l'impulsion de transfert elle-même.

Si plus de 10 unités sont arrivées du convertisseur, ce sont les portes en regard de U_6 qui s'ouvrent et le contenu de ses quatre premières bascules est transféré ; on a vu précédemment que c'était bien le complément à 10 du nombre d'unités.

S'il y a moins de 10 unités, ce sont au contraire les portes en regard de U_0 qui s'ouvrent et son contenu qui est transféré.

On peut donc ainsi réaliser d'une manière simple le décodage en un temps égal environ à 2 basculements de bistables soit en moins de 50 ns.

Le tableau 29 donne les contenus des échelles série unités en fonction du nombre d'impulsions unités à l'entrée.

Tableau 29

Nombre d'impulsions à l'entrée	Echelle Unités remise à Zero					Echelle Unités remise à 6					Nombre décimal correspondant aux 4 premières colonnes
	Poids 1	Poids 2	Poids 4	Poids 8		1	2	4	8	16	
0	0	0	0	0		0	1	1	0	0	6
1	1	0	0	0		1	1	1	0	0	7
2	0	1	0	0		0	0	0	1	0	8
3	1	1	0	0		1	0	0	1	0	9
4	0	0	1	0		0	1	0	1	0	10
5	1	0	1	0		1	1	0	1	0	11
6	0	1	1	0		0	0	1	1	0	12
7	1	1	1	0		1	0	1	1	0	13
8	0	0	0	1		0	1	1	1	0	14
9	1	0	0	1		1	1	1	1	0	15
10	0	1	0	1		0	0	0	0	1	0
11	1	1	0	1		1	0	0	0	1	1
12	0	0	1	1		0	1	0	0	1	2
13	1	0	1	1		1	1	0	0	1	3
14	0	1	1	1		0	0	1	0	1	4
15	1	1	1	1		1	0	1	0	1	5
16	0	0	0	0		0	1	1	0	1	6
17	1	0	0	0		1	1	1	0	1	7
18	0	1	0	0		0	0	0	1	1	8
19	1	1	0	0		1	0	0	1	1	9

Chiffres transférés s'il y a moins de 10 unités

Chiffres transférés s'il y a plus de 10 unités

Chiffre indiquant s'il y a plus ou moins de 10 unités

Décodeur

Convertisseur Analogique-Digital

CHAPITRE XI

RESULTATS D'ESSAIS

La fin de conversion a été prise directement après le discriminateur des unités et envoyée sur la diode tunnel DT1 de commande de conversion ; la porte linéaire s'ouvre donc immédiatement après la fin de la conversion ; ceci a été fait temporairement pour avoir un cycle complet de conversion sans avoir besoin de la mémoire de l'analyseur multicanaux.

I - TEMPS MAXIMUM DE CONVERSION

Il est maximum pour 97 canaux où l'on a 8 dizaines et 17 unités.
Il a été envoyé à l'entrée des impulsions à convertir dans le canal 97.
Le temps de conversion maximum, c'est à dire le temps séparant le début de l'impulsion à convertir et l'instant de réouverture de la porte, a été relevé à l'oscilloscope pour différentes valeurs de la fréquence de pompage des unités ; pour chaque valeur différente de fréquence, tous les réglages ont été faits pour avoir 8 volts en 100 canaux ; la fréquence de pompage des dizaines a été conservée dans tous ces essais à 36 MHz.

Résultats

Fréquence de pompage unités 85 MHz - Temps maximum de conversion 500 ns
- - - 60 MHz - - - - 650 ns
- - - 45 MHz - - - - 780 ns

II - LINEARITE DE LA CONVERSION

Les fréquences utilisées pour les pompages dizaines et unités ont été fixées respectivement à 36 MHz et 85 MHz. Il a été envoyé à l'entrée du convertisseur des impulsions de largeur 40 ns et de hauteur uniformément variable de 0 à 8 volts.

Le nombre de canaux a été obtenu en observant les sorties E_D et E_U à l'oscilloscope et en comptant les nombres d'impulsions.

La courbe est donnée à la figure 30

L'erreur maximum est l'erreur théorique prévue de $\pm$ 1 canal.

III - ESSAIS EN TEMPERATURE

L'ensemble du convertisseur a été placé dans un four. La stabilité a été mesurée pour le canal 50. Il a été trouvé une variation de -1 canal/28°C. Ce qui montre que le discriminateur des unités a été parfaitement stabilisé.

Par contre, celui des dizaines l'a été moins bien, car il est beaucoup moins important. En effet, s'il varie de 1 ou plusieurs canaux, au lieu d'avoir le canal 57 par exemple par 4 dizaines et 17 unités, si le seuil est passé à 19, on aura 59 par 4 dizaines et 19 unités ; seul, le temps de conversion variera donc légèrement.

Il a été trouvé qu'au dessous de 15°C, le seuil des dizaines passait à 20 ce qui est incompatible avec le décodeur qui suit les échelles d'adresses.

Finalement, le convertisseur fonctionne parfaitement dans une gamme de température allant de 15 à 35°C sans aucune modification des réglages.

Si l'on voulait travailler à des températures en dehors de cette gamme, il serait aisé de corriger les réglages.

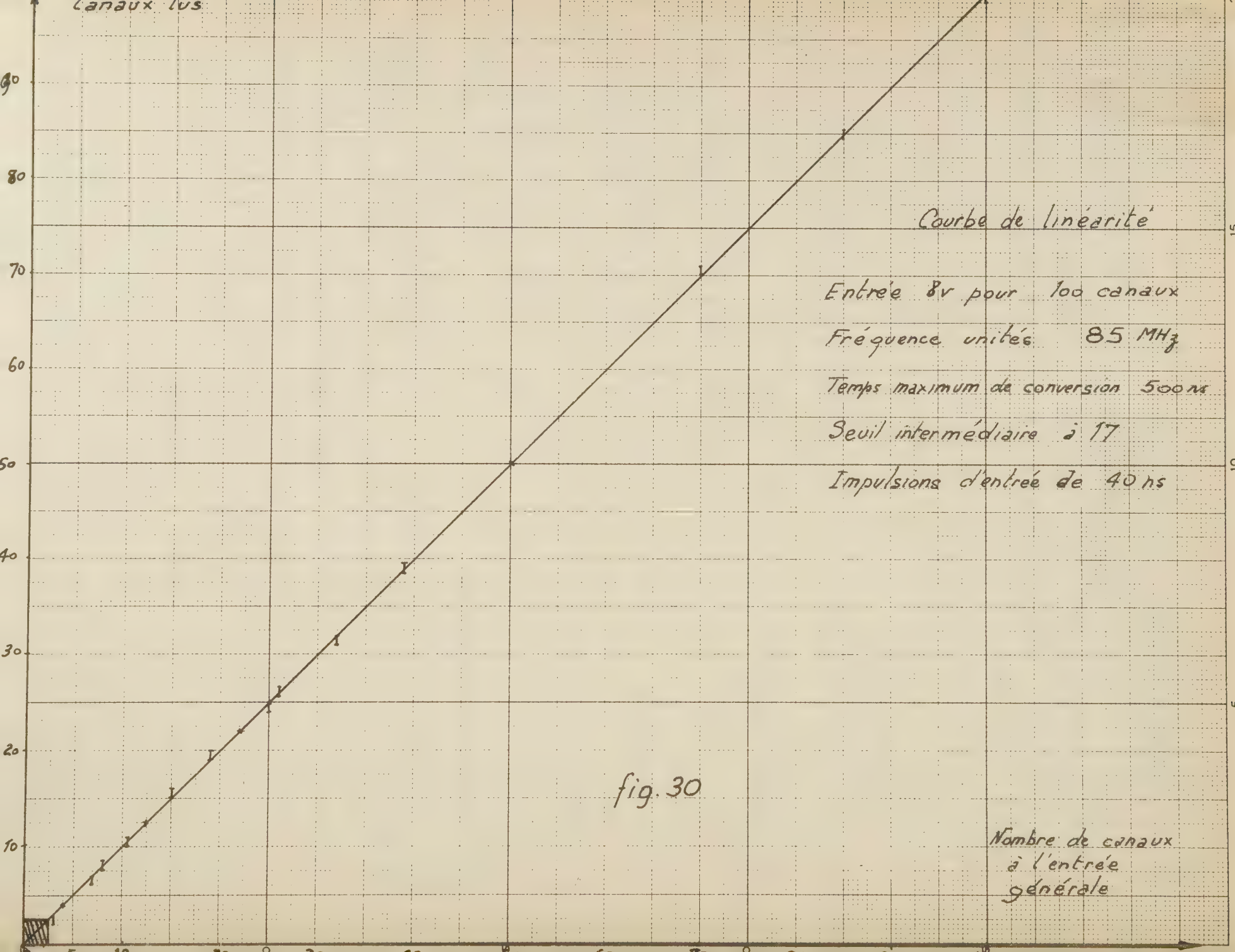

Canaux lus
90
80
70
60
50
40
30
20
10
15
10
5
Courbe de linéarité
Entrée 8v pour 100 canaux
Fréquence unités 85 MHz
Temps maximum de conversion 500 ns
Seuil intermédiaire à 17
Impulsions d'entrée de 40 ns
Nombre de canaux
à l'entrée
générale

fig. 30

CONCLUSION

Le convertisseur qui a été décrit est environ 10 fois plus rapide que ceux du commerce actuel ; il permet donc d'obtenir les mêmes informations en 10 fois moins de temps, ce qui est une économie importante sur le temps d'utilisation des accélérateurs par exemple.

De plus, il peut permettre d'analyser des phénomènes 10 fois plus rapides qu'il ne l'est permis avec les convertisseurs actuels, ou encore d'analyser le même phénomène avec 10 fois plus de points.

BIBLIOGRAPHIE

1 R.L. CHASE, "Recent developments in multichannel pulse height analysis" IRE Transactions Nuclear Science - Vol. 9 - Juin 1962 - p. 275

2 K. KANDIAH, Methods of reducing errors in amplitude to digital converters - Nuclear electronics - Vol. 2 - p. 11 (1962)

3 WILKINSON, "A stable 99 channel pulse amplitude analyzer for slow counting" Proc. Cambridge Phil. Soc. 46 - Part 3 - p. 508 (1950)

4 V. RADEKA, "A tunnel diode and common base transistor complementary bistable" Nucl. Inst. and Methods 22 - pp. 153-156 (1962)

5 C. INFANTE AND PELLIGRINI, "Review and evaluation of fast integral discriminator circuits" - Proceeding international conference on Instrumentation for Hight energy physics Berkeley - sept 60 - p. 75

6 H.I. PIZER, "A fast pulse encoder" Nuclear Inst. and Methods 20 pp. 358-361 (1963)

7 A. ALBERIGI, Quaranta and B. Righini - "Anew encoder" Nucl. Inst. and Methods 20 - pp. 355-357 (1963)

8 J.P. MAC-MAHON, "A 100 channel pulse height analyzer utilizing dual step conversion" - L'électronique nucléaire - Vol. 1 - p. 291 (1959)

9 R. BORCHI, "Générateur de tensions rectangulaires à 100 MHz - Fronts inférieurs à 1 ns - hauteur de sortie 0 à 8 v. Nucl. Inst. and Methods 24 - N° 1 - pp. 123-124 (1963)

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION 1

CHAPITRE I

Principe de la conversion 3

CHAPITRE II

Diagramme fonctionnel 7

CHAPITRE III

Mise en mémoire 14

CHAPITRE IV

Porte linéaire 19

CHAPITRE V

Préamplificateur des discriminateurs à forte impédance d'entrée 28

CHAPITRE VI

Discriminateurs de seuil 34

CHAPITRE VII

Oscillateurs 37

CHAPITRE VIII

Pompage dizaines et porte synchronisée 43

CHAPITRE IX

Pompage unités et sa commande 51

CHAPITRE X

Echelles d'adresses et décodeur 57

CHAPITRE XI

Résultats d'essais 62

CONCLUSION 65

BIBLIOGRAPHIE 66